毛 主 席 语 录

抓革命、促生产、促工作、促战备。

中国人民有志气，有能力，一定要在不远的将来，赶上和超过世界先进水平。

理性认识依赖于感性认识，感性认识有待于发展到理性认识，这就是辩证唯物论的认识论。

出 版 说 明

无产阶级文化大革命的伟大胜利，促进了我国邮电事业的迅速发展。近来，各地邮电职工认真学习毛主席关于理论问题的重要指示和马克思、恩格斯、列宁关于无产阶级专政的部分论述，不断提高阶级斗争、路线斗争和继续革命的觉悟，他们迫切要求掌握技术知识，更好地为巩固无产阶级专政，提高邮电通信质量和服务水平贡献力量。

鉴于目前长途通信网中，电子管载波机还占有相当的数量，为了便于广大青年邮电职工学习电子管电路的基本知识，搞好通信设备的技术维护，广东省邮电管理局组织了有工人、技术人员和邮电学校教师参加的三结合编写组编写了这本书。

本书着重从物理概念入手来说明常用的电子管及其基本电路的工作原理，并结合载波通信设备的典型电路来进行分析，为进一步学习专业知识打下初步基础。

本书可供具有初中或相当初中文化程度的青年邮电工人作自学参考。

一九七五年七月

目　　录

第一章　二极管和整流电路

内　容　提　要

电子管的种类非常之多，按电极的多少来分，就有二极管、三极管、五极管、束射管、复合管等等。这一章着重从物理概念上介绍二极管的构造、性能和用它作整流元件时的工作原理。

第一节　二极管的构造

二极管是最简单的一种电子管。它本身是一个密封的玻璃管（或金属管），管内被抽成高度真空。其中装有两个电极，一个是阴极，另一个是屏极。

阴极是用来发射电子的。通常发射电子的方法是采用热电子发射，这就是通过电流将金属加热，使金属内部的自由电子获得足够的动能，就能够脱离金属表面原子核的吸引力而离开金属。电子管的阴极按加热的方式又分为直热式和旁热式两种。直热式阴极通常叫做灯丝，是用钨丝或敷钍钨丝扭成各种形状支撑起来的，它的构造和符号如图1—1所示。这种阴极的加热电流是直接流入灯丝，而热电子也是从灯丝发射出来的。旁热式阴极是表面涂上一层

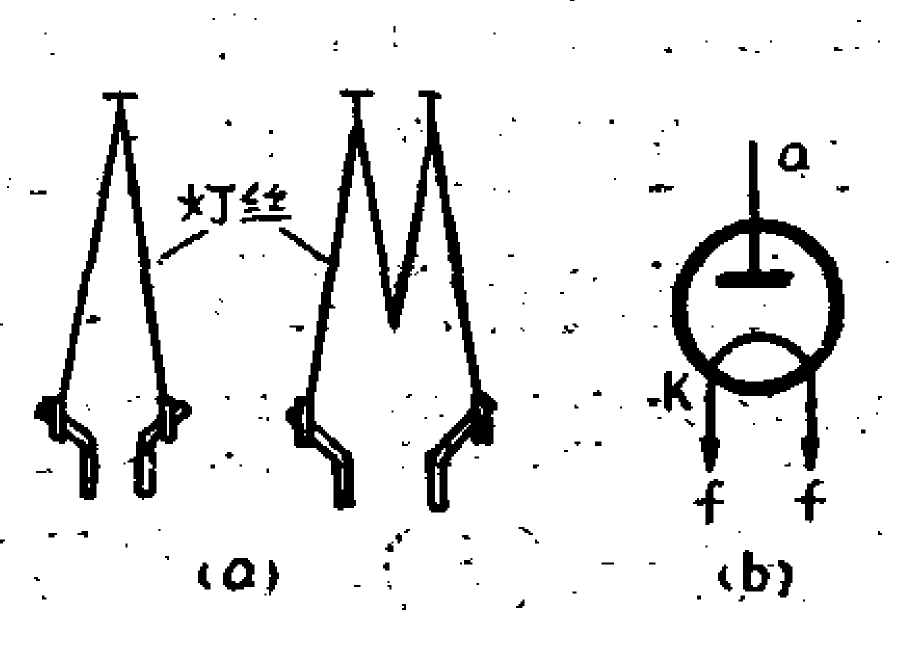


图 1—1　直热式阴极和直热式二极管的符号

钡、锶等氧化物，内部装有热丝的镍质套管，依靠加热电流通过热丝使阴极间接加热。热丝用钨丝或钨钼合金丝制成，表面涂覆氧化铝绝缘层与套管绝缘，图1—2是旁热式阴极的构造和符号。在通信设备中的电子管，绝大部分是用旁热式阴极的。

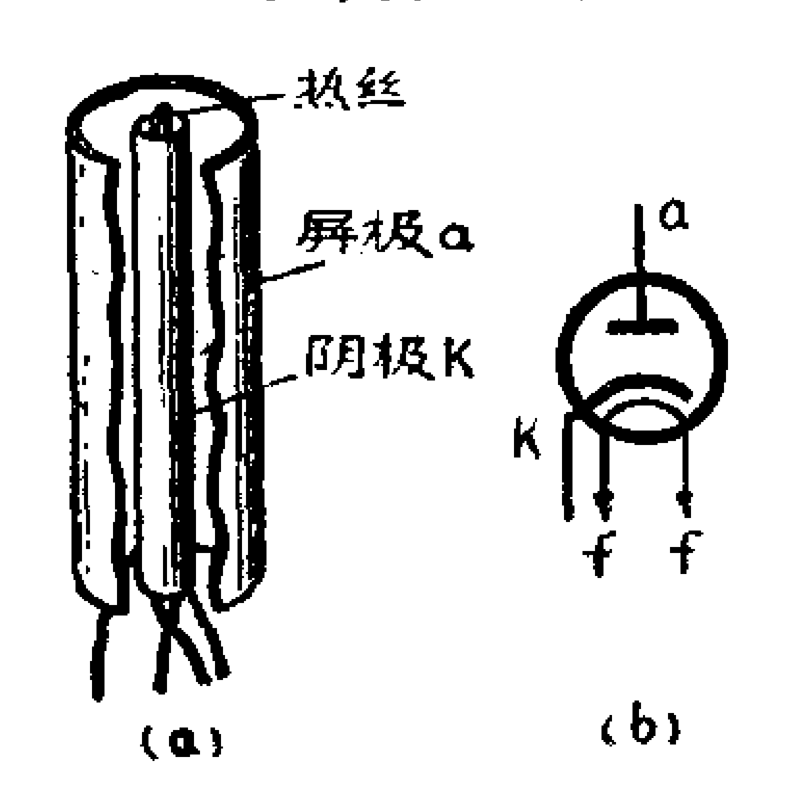


图 1—2 旁热式二极管和它的符号

屏极是用来吸收从阴极发射出来的电子的。它一般是用镍、钼或钽等金属制成圆筒形或椭圆形围绕在阴极之外，见图1—2。

在电子管电路中，G表示电子管，阴极用K来表示，屏极用a来表示，而灯丝或热丝用f来表示。

第二节 二极管的导电性能

现在我们来看看二极管屏极和阴极之间的导电性能。当接上灯丝电源以后，阴极因受热而温度升高，从而把电子发射到阴极周围的空间。如果在屏极与阴极之间加上一个直流电压，当屏极接到电源的正极而阴极接到负极时，如图1—3(a)，由阴极发射出来的电子在屏极正电场的吸引下便向屏极移动，使外电路通过电流，因而电流表有读数指示。当外加直流电源的极性反过来，如图1—3(b)，即它的正极接到阴极，负极接到屏极，这时屏极的负电场将排斥从阴极发射出来的电子，外电路没有

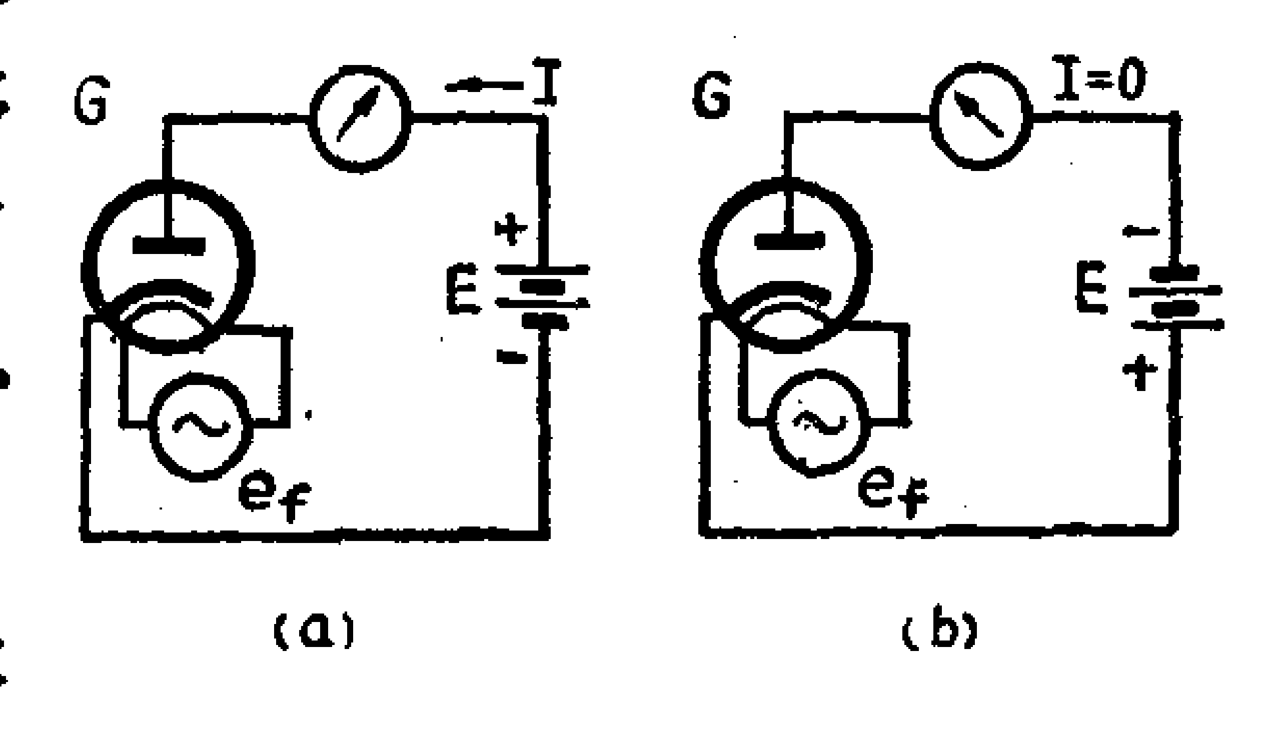


图 1—3 二极管的导电性能

电流通过，电流表没有读数。

这说明二极管只有当屏极电位高于阴极电位时才有电流通过，所以二极管具有单向导电的性能。

第三节 整流电路

毛主席指出：“**马克思主义的哲学认为十分重要的问题，不在于懂得了客观世界的规律性，因而能够解释世界，而在于拿了这种对于客观规律性的认识去能动地改造世界。**”我们的学习也是如此，我们了解二极管的构造和导电性能，完全是为了应用它。二极管的主要用途是整流，这一节将结合实际要求，介绍二极管整流器的简单原理。

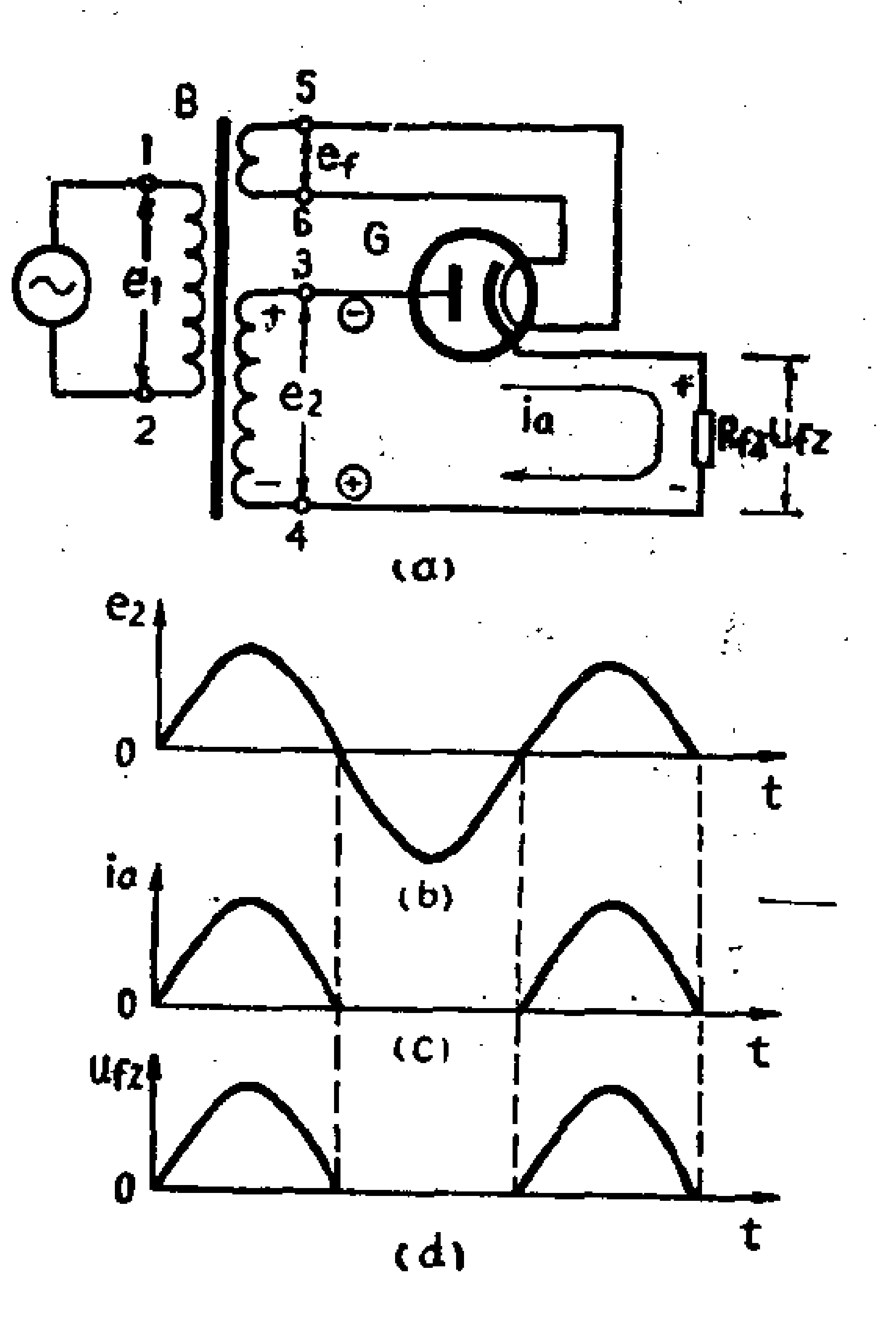


图 1—4 半波整流电路和各部分电流电压的波形

在通信设备中，常常需要直流电源，而交流电源是比较容易得到的，这就需要把交流电变成直流电。这种把交流电变成直流电的方法就叫整流；把交流电变成直流电的设备，就称为整流器。利用二极管的单向导电性，就能把交流电变为直流电。

图1—4(*a*)是一个最简单的整流器电路，其中*B*是电源变压器，用来改变交流电压，以配合获得所要求的直流电压数值。一般3—4线圈是升压线圈，称为高压线圈，它接到电子

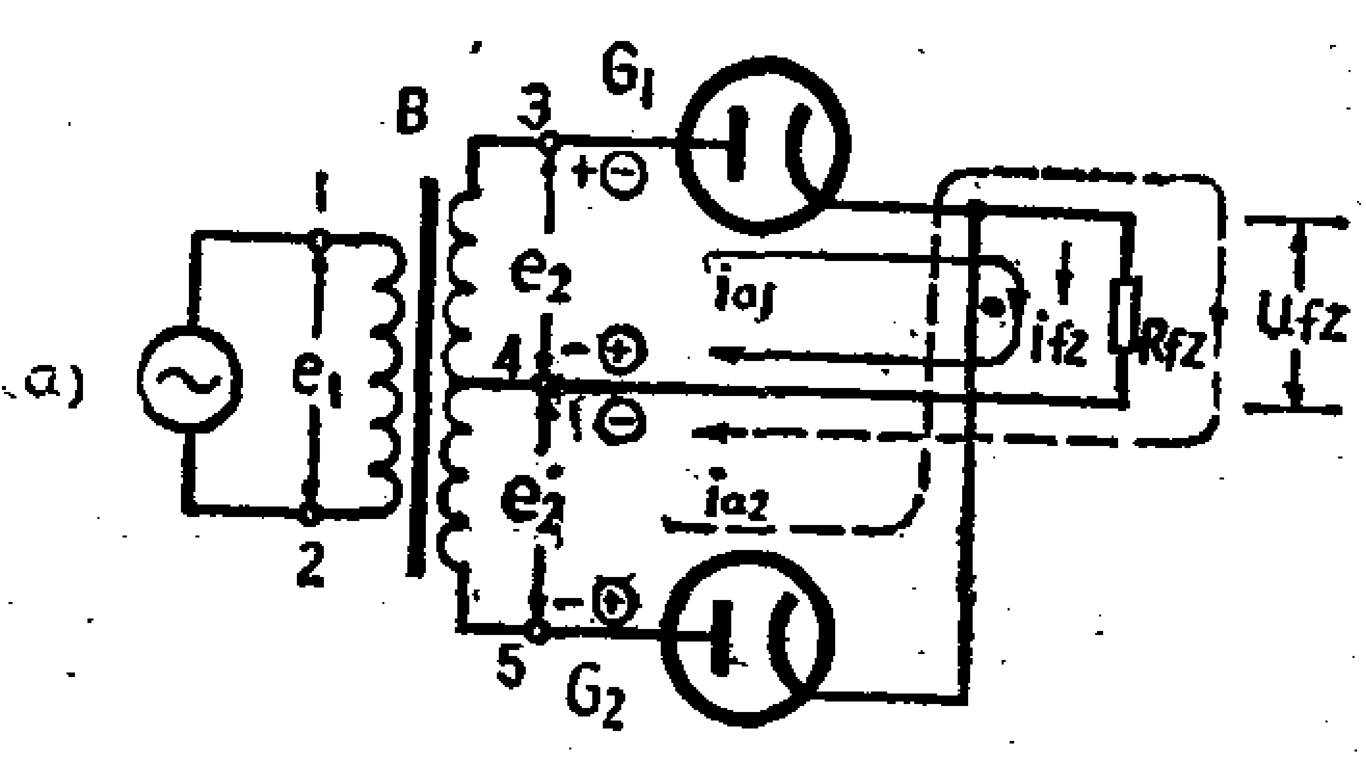
管屏极上；5—6线圈是降压线圈，称为灯丝线圈，它用来加热灯丝使产生热电子发射。R_{fz}是负载电阻，代表使用直流电源的用电设备。

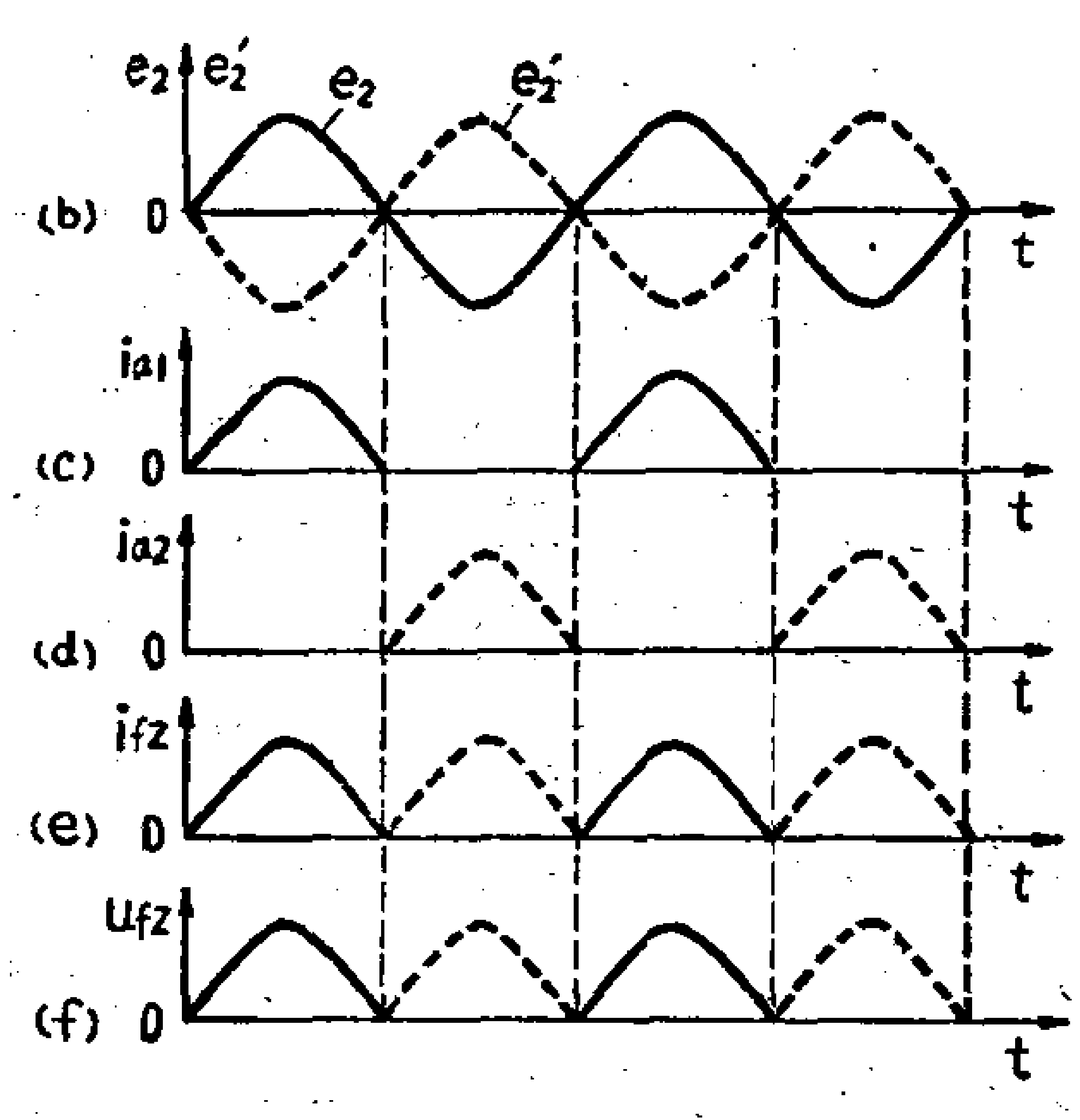
在电源变压器的初级线圈加上交流电压时，经变压器升压在高压线圈得到的电压为e_2，它以一定的频率（例如50赫）改变着大小和方向，如图1—4(*b*)所示。当交流电正半周时，3端为正、4端为负，这时二极管导电，即屏极吸引电子形成屏流i_a，它的方向和途径如图1—4(*a*)所示。在交流电的负半周，3端为负、4端为正，如图中有圈的符号，这时二极管不导电，电路中没有电流通过。这样，原来方向随时间变化的交流电压，因二极管的单向导电作用，使电流只能向一个方向流动如图1—4(*c*)。这时屏流i_a流过负载电阻R_{fz}产生电压降u_{fz}，它的极性与大小决定于i_a的方向与大小，因为i_a在电子管内部总是从屏极流向阴极，所以u_{fz}的极性是一直不变的，但大小是随着i_a在不断地变化着，如图1—4(*d*)，这种方向不变而大小随时间而变的电压称为脉动电压。单靠二极管的单向导电作用，只能将交流电压变为脉动电压，它与我们所要求的直流电压还有很大的差别，要想得到平稳的直流电压还需要进行滤波，这将在以后再来说明。

上述的整流电路，因为只在半个周期内让电流通过，所以称为半波整流电路。半波整流电路只利用了输入交流电压的半个周期，而另半个周期二极管不导电，所以效率很低，且负载上得到的电压与直流电压差别很大。

常用的整流电路是全波整流电路，它在效率和效果上都比半波整流好些，电路如图1—5(*a*)所示。它由一个次级线圈具有中心抽头的电源变压器B（即3—4线圈和4—5线圈的圈数相等）、两个特性相同的二极管G_1和G_2及负载电阻R_{fz}联接而

成。G_1、G_2的屏极分别接在高压线圈的两端，它们的阴极连在一起并通过负载电阻R_{fz}与中心抽头联接。这样，加在G_1屏极的交流电压e_2与加在G_2屏极的交流电压e_2'大小相等而相位相反。如在交流电某一半周时，e_2的极性是3端为正、4端为负，而e_2'的极性是4端为正、5端为负，如图1—5（a），这时G_1的屏极电压为正而导电，G_2的屏极电压为负处于截止状态，由G_1供给负载的电流是i_{a1}，如图中实线所示；经过半个周期，电压的极性反过来，e_2的极性是3端为负、4端为正，而e_2'是4端为负、5端为正，如图中有圈的符号，这时G_1截止而G_2导电，G_2供给负载的电流为i_{a2}，如图中虚线所示。由此可见，交流电源的两个半周，电子管G_1和G_2轮流地以相同的方向供给负载电流，波形如图1—5（e）所示。





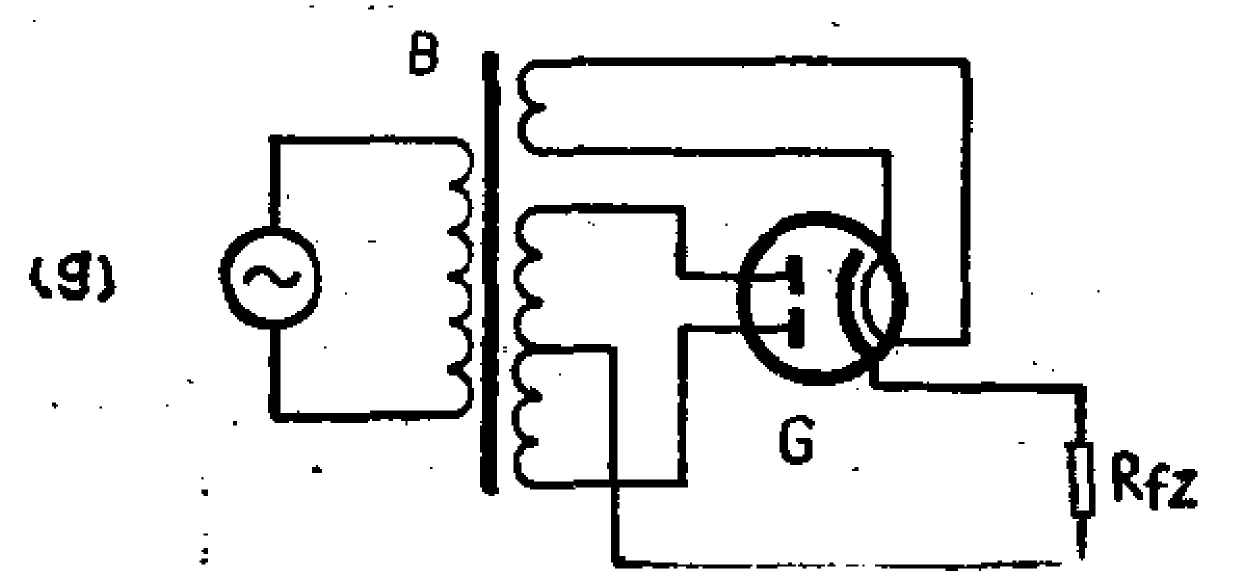


图 1—5 全波整流电路和各部分电流电压的波形

从负载电流的波形可以看到，全波整流电路的输出电流（或电压）虽然也是脉动电流（或电压），但与半波整流比较，

它更接近于直流，而且交流电源的正、负半周都利用上，因此效率也提高了。

为了适应全波整流电路的需要，还专门生产了一种双二极整流管，如6Z4等，在管内装有两个独立的屏极和一个公用的阴极，同样能起到图1—5(a)中两个二极管的作用，它用作全波整流时的接法如图1—5(g)。

全波整流的输出电压虽然比半波整流更接近直流电压，但它的大小还是要随时间而变的，为了要得到稳定的直流电压，还需要进行滤波。最简单的滤波电路是在负载上并联一个电容器C，如图1—6。接入电容器以后，流过负载的电流就发生显著的变化。当正半周二极管导电时，电容C被充电。充电电压的大小等于负载上的最大电压降。当电路中的电流开始减弱时，如果没有电容器C，那末电阻上的电压降也就一起减小，在二极管电流终止时，电阻上的电压降也就等于零。但当有电容器时，电容器在电流减弱时开始向负载放电，要在负载中维持原来方向的电流。电容器的电容量愈大，充电就愈多，因而就能

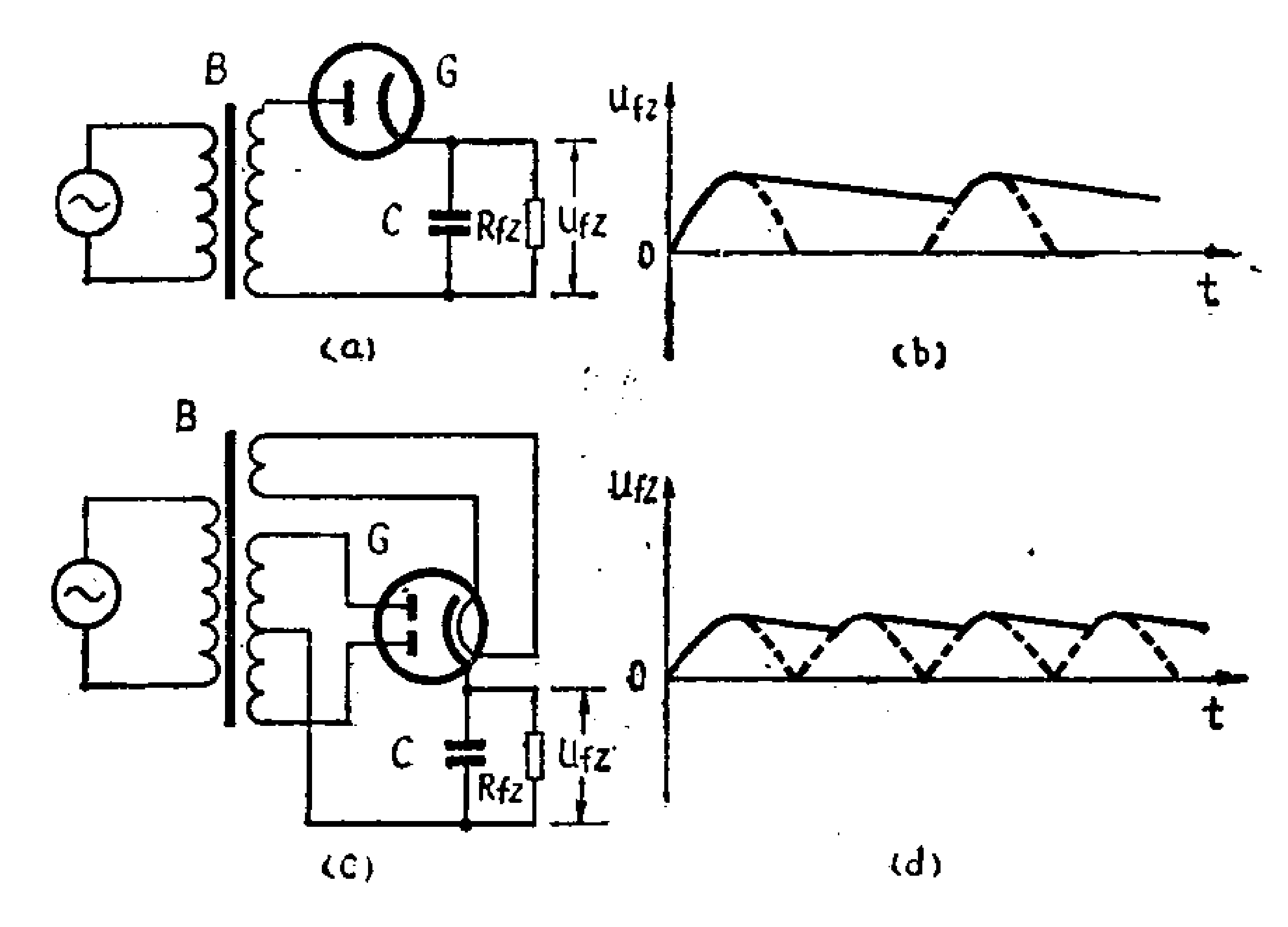


图 1—6 有电容滤波的整流电路和它的输出电压波形

使负载中的电流维持更长的时间。假如电容量足够大，那末在交流电压负半周内电容器还来不及放电到零，因此负载中的电流就不会停止，而仅仅有些减弱。电容器的电容量愈大，负载中的电流及其两端的电压就愈稳定。

如果在滤波电路中再加入电感或电感和电容，如图1—7就可使负载两端电压的平滑性得到进一步的改善。图中的 ZL 称为扼流圈，它具有较大的电感量，对交流电有较大的感抗，有阻碍电路中电流增加或减少的性能，因此能使整流电流更加平稳。图1—7(*c*)所示的电阻电容式滤波电路和图1—7(*b*)所示的电容输入式滤波电路的工作原理大同小异，所不同的只是用电阻代替了扼流圈。由于电阻对交流和直流所表现的阻力是一样的，因此降压也一样，这种滤波电路的性能就较差，它的优点是结构简单和较经济。

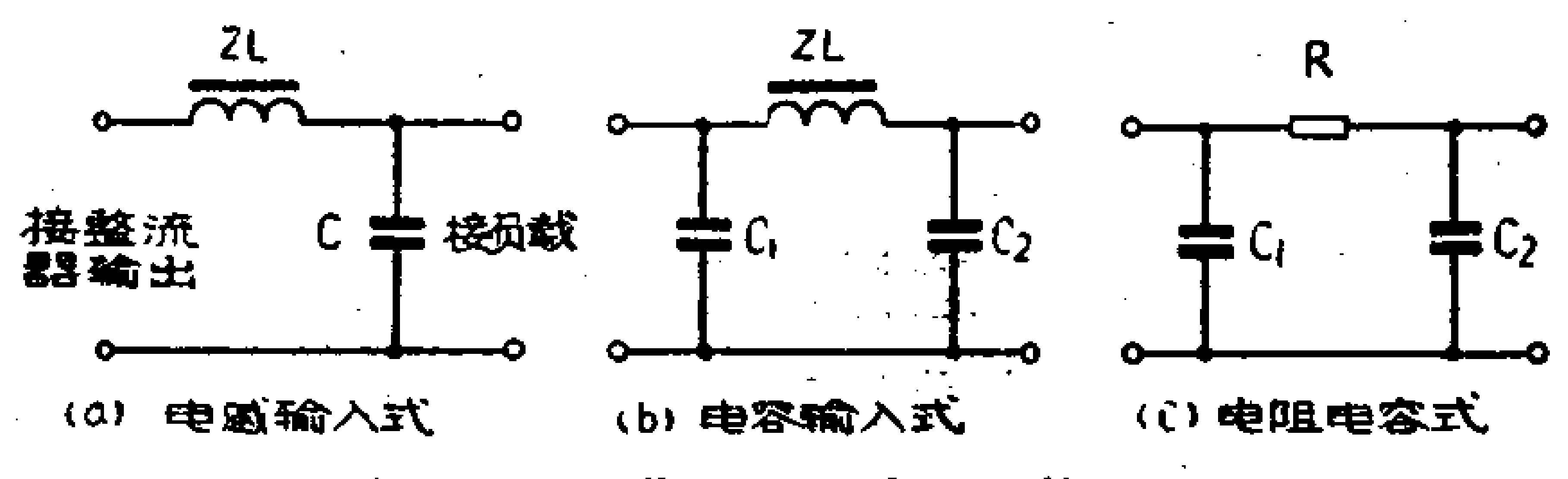


图 1—7 几种电源滤波器的电路

图1—8是 $QP379$-B 型传输测试器的电源供给部分的电路。仪器使用的交流电源电压为220伏，电源变压器 B_2 的初级线圈

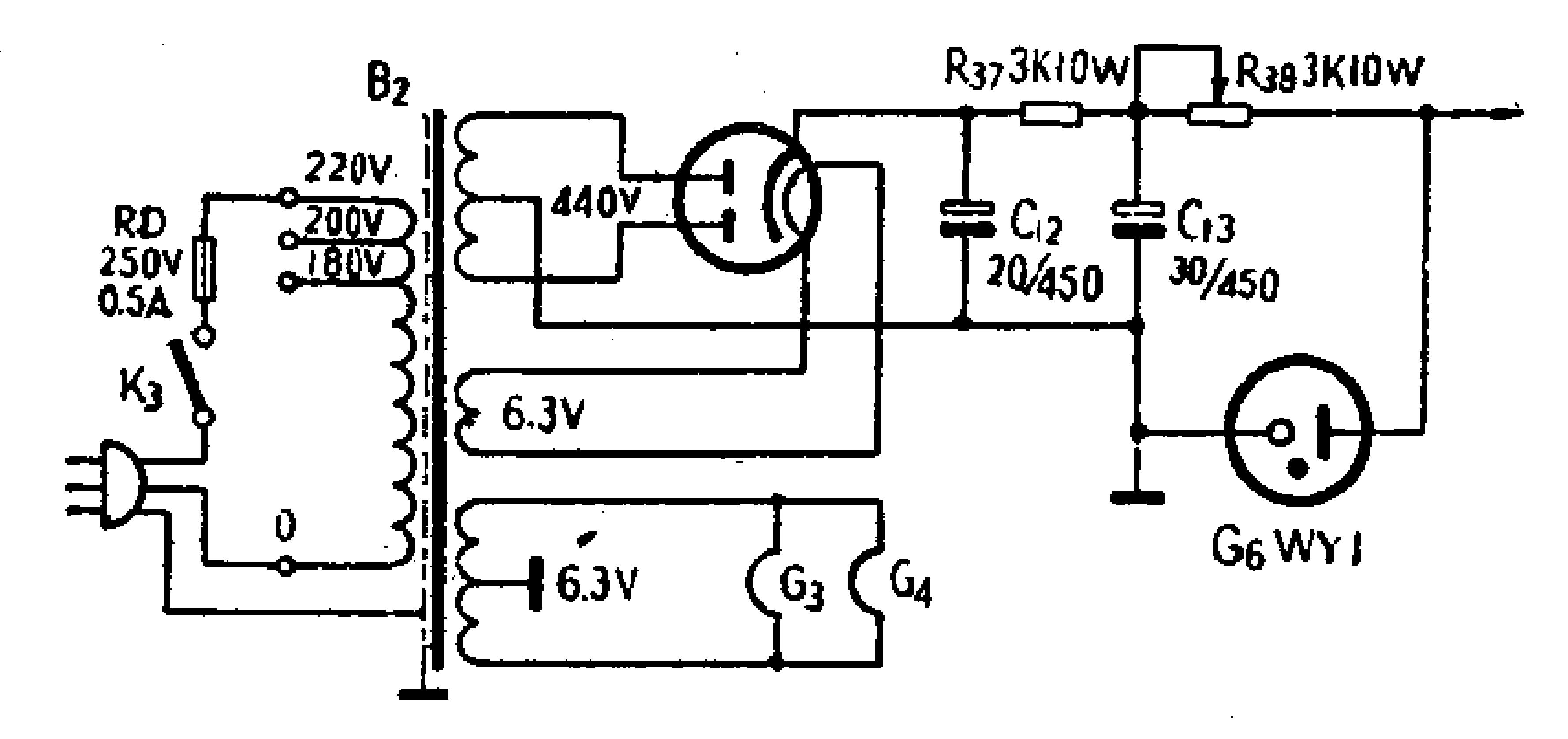


图 1—8 $QP379$—B型传输测试器的电源供给部分的电路

有抽头，可供调整为180伏、200伏或220伏。电子管G_5和电源变压器B_2组成全波整流电路，供给仪器的直流高压。直流高压先经过阻容滤波器C_{12}、R_{37}和C_{13}，再接到稳压管G_6（WY_1）和R_{38}组成的稳压电路予以稳定，关于稳压管的作用将在第六节说明。

第四节　二极管的特性曲线

毛主席教导我们：**“对情况和问题一定要注意到它们的数量方面，要有基本的数量的分析。任何质量都表现为一定的数量，没有数量也就没有质量。”**要对二极管的特性进行数量分析，就要了解屏极电流（简称屏流）的大小与那些因素有关。我们知道，对二极管来说，影响屏流的，一个是阴极的温度，一个是屏极电压（指屏极与阴极间的电压，简称屏压）。各种二极管都有规定的灯丝电压，在工作过程中是不变的，所以阴极工作温度也是不变的，这样，它发射电子的能力也不改变。因此，在分析二极管的数量关系时，就可以只分析在固定灯丝电压下，屏压与屏流之间的变化关系。

在二极管的屏压发生变化时，屏流也发生相应的变化，我们可以把它们之间的变化关系，用一条曲线表示出来。这种表示二极管屏流与屏压之间变化关系曲线，叫做二极管的特性曲线，或叫做伏安特性曲线。

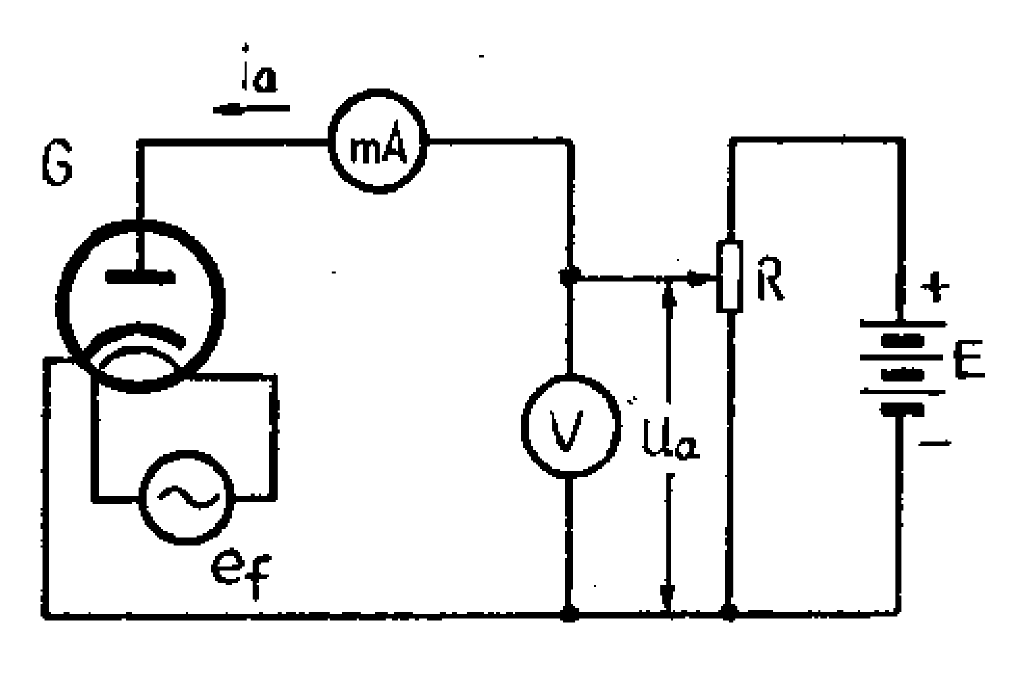


图 1—9　测二极管特性曲线所用的电路

要画出二极管的特性曲线，我们可以利用图1—9所示的电路，以实验的方法测出这种管子的屏流与屏压的关系曲线。在电子管阴极加

热后，从零开始逐渐增高屏压，每调节一次屏压就分别在电压表和毫安表读出每次的屏压和相应的屏流数值。把测得的结果作图，以横坐标表示屏压u_a，以纵坐标表示屏流i_a，就可以绘出一条如图1—10（a）所示的二极管屏流和屏压关系的特性曲线。

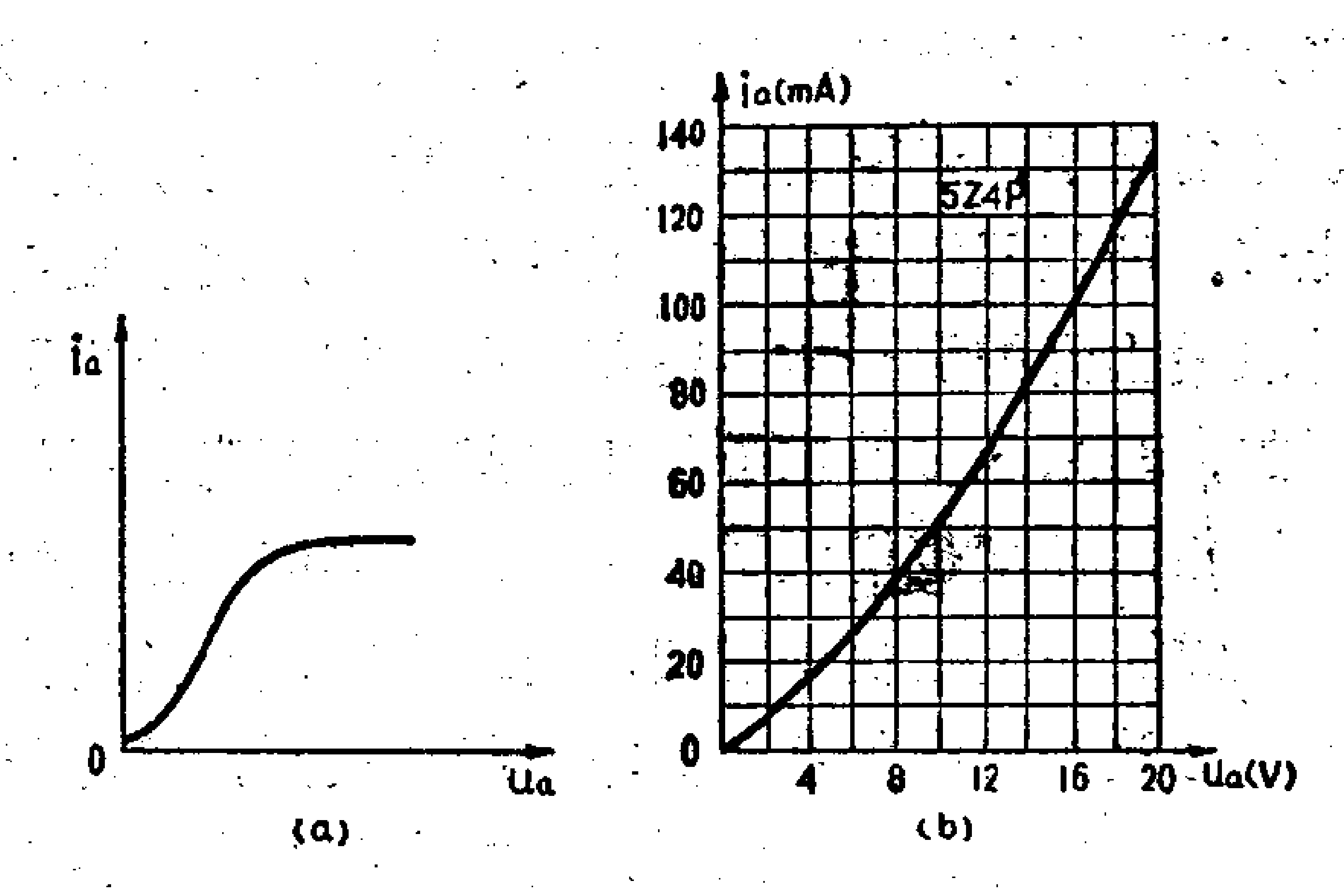


图 1—10 二极管的特性曲线

从二极管的特性曲线上可以看出，在屏压为零时，屏流不为零而有一个微小的数值，曲线上中间有一段出现向上弯曲，说明当屏压增加时，屏流不按正比例而很快地增加，在最后一段则逐渐趋于平直，说明屏压增加时，屏流已不再增加了。二极管特性曲线的这种变化规律，揭示了它的内部联系。

下面我们来分析二极管特性曲线这种变化规律的实质。我们知道阴极加热后不断发射出电子来，如果屏极未加屏压，这些电子就会在阴极附近的空间堆积起来，形成一个包围圈，称为空间电荷。空间电荷的存在排斥着继续从阴极发射出来的电子，把一部分速度较小的电子推回阴极，但速度较大的电子仍能从阴极表面发射出来。在一定温度下，当被推回去与发射出来的电子数目相等时就达到了一种平衡状态，称为动平衡，这

时空间电荷的厚度不再改变。但是有少数速度很大的电子，仍能克服空间电荷的排斥而到达屏极，这就是特性曲线起始处未加屏压却有微小屏流的原因。

当屏极加上不大的正电压时，屏极与阴极之间形成的电场，对空间电荷的电子产生一种吸力，把一部份初速度较大的电子吸了过来，跑到屏极而形成屏流。由于这时的电场强度还不大，初速度较小的电子，还不能突破空间电荷的阻力，更无法跑到屏极上去。所以屏流虽有增加但并不显著，表现在特性曲线下半部份缓慢上升的那一段。随着屏压增加，吸引电子的电场强度也增加，越来越多的电子脱离空间电荷而跑到屏极，同时电子飞向屏极的速度也增大了，所以这时屏流增加更快，或说它和屏压不成正比例很快地增加，表现在曲线逐渐向上弯曲那一段。我们把这种曲线关系叫做非直线性关系，简称非线性关系。当屏压继续增加到足够大时，阴极发射的电子会全部被吸去，空间电荷将完全消失，这时即使屏压再继续增加屏流也不再增加，表现在特性曲线上出现平直的一段。但是目前所应用的氧化物阴极二极管，在特性曲线上一般并不画出上部这一段。因为在未到达这种状态以前阴极就会被烧坏了。图1—10(*b*)就是双二极管5*Z*4*P*的特性曲线，图中只画出曲线的上升部分。

从上面的分析可知，二极管的特性曲线有上升和近似水平的二部份，在一般情况下，我们只应用特性曲线的上升部份。二极管上升部份的特性，有一个近似代表式：

$$i_a = Gu_a^{3/2} \qquad (1—1)$$

式中：G是常数，由二极管的构造决定。这公式常称为二极管的3/2次方定律。

上式表示，对于一个电极的几何形状一定的二极管来说，

当它运用在有空间电荷的情况时，屏流是和屏压的3/2次方成比例的，因此屏流和屏压的关系就不是直线性了。如果把二极管看作是一个阻抗元件的话，那么二极管的阻抗（等于u_a/i_a）将不是一个常数，而是要随着屏流或屏压值的不同而改变。这种性质的阻抗称为非线性阻抗。计算具有非线性阻抗元件的电路中的电流和电压时，不能简单地应用欧姆定律，因为欧姆定律仅适用于阻抗的数值等于常数的直线性电路。

第五节　二极管的参数和定额

为了对不同的二极管进行比较和选用，除了用特性曲线之外，还利用一些参数来表示二极管的性能。

一、内阻

二极管的内阻R_i一般是指管子导电时屏极与阴极间的电阻，它是在额定灯丝电压下，直流屏极电压U_a对直流屏极电流I_a的比值，例如在图1—11所示的特性曲线上，Q点的内阻为

图 1—11　二极管内阻的求法

$$R_i=\frac{U_a}{I_a} \tag{1—2}$$

故内阻R_i是相当于图1—11中由原点0至Q点之间所作直线0Q的斜率的倒数。Q点称为工作点，它表明二极管在某一定的U_a、I_a值的条件下工作，R_i常称为直流内阻。

由于二极管的特性曲线是非线性，管子的工作点常常在变动，因此对应于管子的各工作点的内阻也都不相同。

普通电子管手册中所给定的二极管内阻，是在管子特性曲线的运用范围内，各工作点的内阻的平均值。

二、屏极损耗功率

二极管在工作时，电子受到屏极电场的加速，以很大的力量撞到屏极上，电子的动能转化为热能，这样就会使屏极温度升高。这好象用锤子猛敲金属板时，金属板会发热的道理一样。屏极上产生的这些热量是无用的损耗，叫做屏极损耗。

屏极损耗功率 P_a 与普通导体通过电流时所消耗的功率一样，等于屏极与阴极之间的电压 U_a 与屏流 I_a 的乘积，即

$$P_a = U_a I_a \qquad (1—3)$$

不同的地方是普通导体消耗功率使整个导体发热，而二极管内部消耗功率都集中到屏极上，使屏极温度迅速升高。如果屏极温度超过一定的限度，就会使二极管损坏。

屏极温度过高可以从两个方面来看它的危险性。首先是金属中含有很多气体。电子管的屏极虽然在制造过程中进行过除气，但仍含有残余气体。当屏极温度太高时，这些残余气体就可能放出来，因而有破坏电子管真空度的危险。其次，屏极发热会使阴极额外受热，氧化物阴极在过热时就会很快失去发射电子的能力而使电子管失效。由于上述原因，对功率较大的整流二极管往往规定了它所能经受的屏极损耗功率的安全限度，称为最大屏极损耗功率。

为了使屏极温度低一些，通常使屏极通过辐射的方式来散热。从物理学可以知道，黑色的物体具有最高的热辐射能力。这个特性就被用来提高屏极的散热率。屏极大多经过黑化（即使金属表面变为黑色）以增加它的辐射散热率，黑化的屏极比用同样材料做成未经黑化的屏极温度要低得多。此外，增大屏

极面积也可以降低屏极温度，因此常常在屏极的本体上再附加一些竖直的侧面来增大散热面积。图1—12所示的5Z4P电子管的屏极就是一个例子。

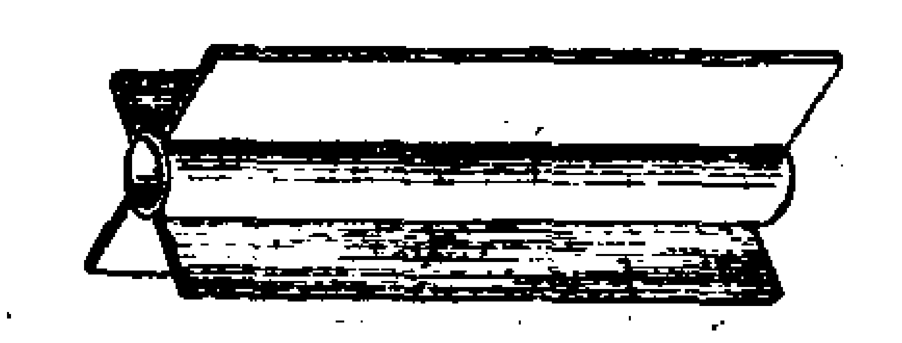


图 1—12 5Z4P电子管的屏极结构

三、最大屏极反峰电压

就是指在二极管加上阴极为正、屏极为负的反向电压时，这个反向电压的最大容许值。如图1—13所示，在二极管屏极和阴极之间通过负载R_{fz}加上一个交流电源e，当电源电压为正半周时，如图1—13(*a*)所示，这时二极管导电，回路里有电流流过，电源电压的一部分加在负载R_{fz}上，另一部分则加到二极管的两端。当电源电压为负半周时，如图1—13(*b*)所示。

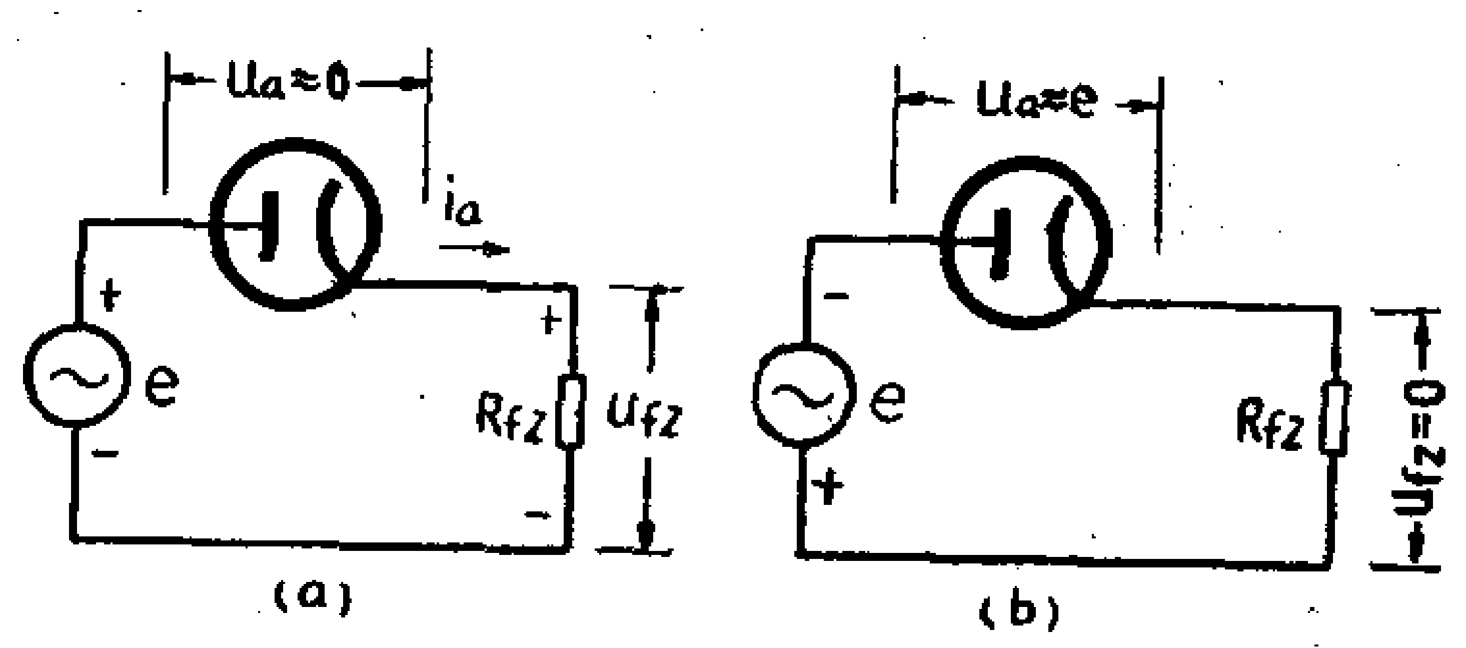


图 1—13 二极管的屏极反峰电压

图 1—14 有电容滤波时二极管的屏极反峰电压

这时二极管不导电，回路里没有电流，R_{fz}上就没有电压降，于是电源电压就会全部反向加到了二极管的两端。如果这个电压足够高，超过了屏极和阴极之间的绝缘强度时，就会使二极管击穿而损坏。另一方面我们知道，在屏极电压为正时，管内充满着空间电荷，由于空间电荷在阴极表面产生的电场和屏压产生的电场相反，阴极表面的合成电场是很弱的。可是在

屏极电压变为负时，在屏极排斥电场的作用下，电子不能离开阴极飞出，这时管内没有空间电荷，阴极表面的电场就很强。如果屏、阴之间的反向电压超过最大屏极反峰电压，则阴极表面电场过强，就有把氧化物阴极损坏的危险。所以在电子管手册中都注明了二极管所能承受的最大反峰电压数值。在使用时应该注意不得超过手册上所规定的数值。还要注意的是，在实际工作中，R_{fz}的位置常接有大容量的电解电容器，在交流电的负半周时，电容器上的电荷来不及释放，这个电压与电源电压串联相加后加到二极管两端，如图1—14所示，所以二极管工作时两端实际存在的反向电压接近为电源电压峰值的两倍。

四、最大整流电流

二极管允许连续不断地通过的最大平均屏极电流值，称为二极管的最大整流电流。二极管最大整流电流在电子管手册中都有注明。在使用中应注意不要超过这个规定数值，否则就会使阴极和屏极温度过高而损坏管子。

五、最大峰值屏流

二极管在导电的半周内，当外加电压达到峰值时，屏流也达到最大值。所谓最大峰值屏流，就是指二极管在安全范围内容许的最大瞬时屏流值。最大峰值屏流决定于阴极的发射能力，假如屏流超过这个数值，就有损坏的危险。

在整流管工作时，最大峰值屏流的大小与采用的滤波电路有关。如果输出端采用电感输入式滤波，那末峰值屏流不会比负载电流大很多，假如采用电容输入式滤波，则峰值屏流可能数倍于负载电流，这是因为如果电容量很大时，电容器的瞬间充电电流是很大的缘故，因此，为安全起见，使用时第一只滤

波电容的容量不宜用得过大。

在选用整流管时，主要从负载所需的直流电压和直流电流来考虑。整流管的最大整流电流应比负载电流大，而整流管的最大屏极反峰电压，不应低于为满足直流电压输出所需要的交流电压峰值的二倍。

第六节 稳 压 管

在通信设备和测试仪器中，有时需要采用稳定的直流电源。通常这些设备中的直流电源都是用整流器从交流电网中变换而来的，但交流电网的电压往往是不稳定的，它常在额定值上下一定范围内波动，使整流器输出的直流电压也不稳定；另外当负载电流变化时，整流器内阻上的电压降也发生变化，使输出直流电压也发生变化。这些原因使整流器输出的直流电压不稳定，将会影响到通信质量和仪器的精确度。

为了克服电压不稳定的缺点，可以在整流器中加装稳压电路。简单的稳压电路是由稳压管构成的。

稳压管的构造外形和符号如图1—15所示。它的阴极是一个镍质的空心圆筒，内表面涂有氧化物。阳极是位于阴极中央的一根金属杆。触发极是一截镍片，一端附在阴极表面，另一端指向阳极。管内充入氖、氦或氩一类的惰性气体，符号中的黑点就是表示充气的意思。

从稳压管的构造可以看出，它是没有灯丝的，因此管内没有热电子发射。但由于空间存在着宇宙线、紫外线以及各种放射性物质的射线，使管内少量的气体游离而保持一定数量的电子和正离子。当在稳压管两端加上直流电压时，这些少量的电

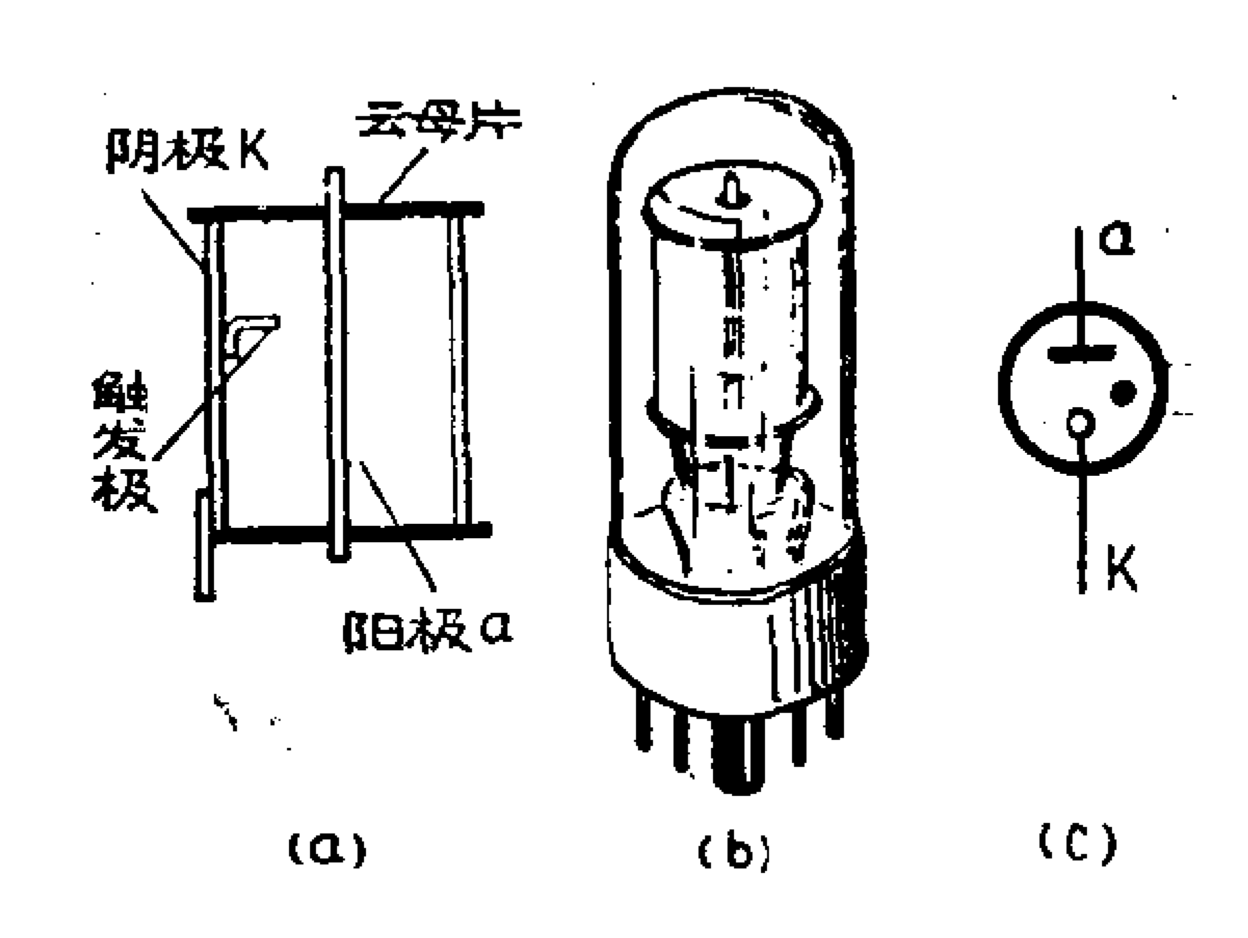


图 1—15 稳压管的构造、外形、和符号

子及正离子分别向阳极和阴极运动，产生微量的电流。如果外加电压达到适当数值时，电子在向阴极运动过程中获得较大的速度而具有足够的动能，使更多的气体分子游离，气体分子游离以后所形成的电子加上原来的电子，继续产生更强的游离。与此同时，正离子也以较高的速度轰击阴极，使阴极表面的氧化物发射出更多的电子来。这时管内出现有颜色的辉光，这种现象称为辉光放电。

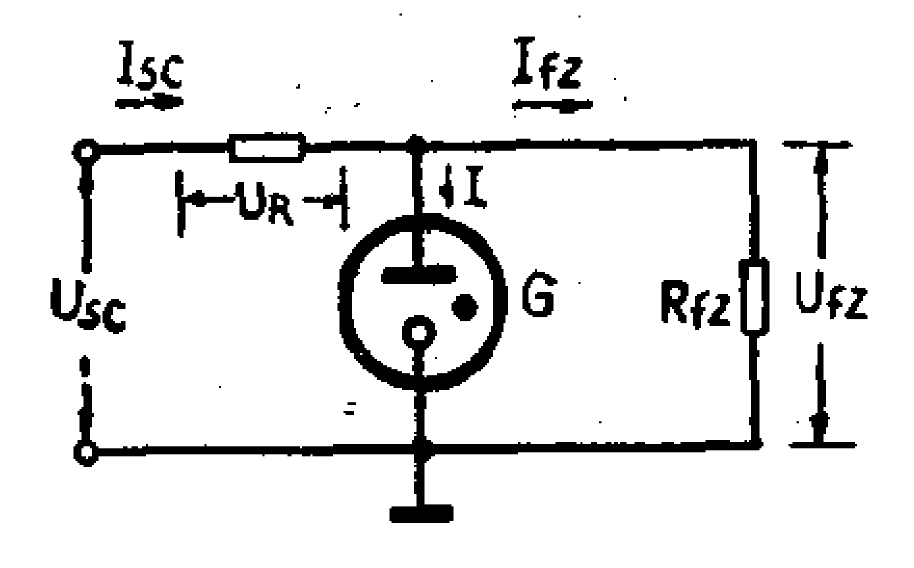


图 1—16 稳压管稳压电路

稳压管是在加上适当电压产生辉光放电时工作的，每一种管子都有规定的正常工作电压，如$WY1$是150伏、$WY2P$是70—80伏。稳压管的应用电路如图 1—16 所示，它是接在整流器输出电压U_{sc}与负载电阻R_{fz}之间的，图中稳压管与负载电阻 R_{fz} 并联，在负载与整流器输出之间串入限流电阻R。

在没有稳压管时，如前所述，负载两端的电压U_{fz}不稳定的原因有两种，一是负载电阻(或负载电流)的改变，二是由整流器供给的直流电压U_{zc}的改变。但当稳压管接入电路以后，负载两端的电压U_{fz}由于上述两种原因所引起的变化将大为减小。首先说明U_{zc}改变的情况：如果有任何原因使U_{zc}略为升高，则稳压管两端的电压也要升高，管内气体游离加强，正离子对阴极的轰击增加，使圆筒形阴极发生辉光放电的面积扩大，因而阴极发射更多的电子，引起流经稳压管的直流电流I大量的增加，限流电阻R上的电压降U_R也增加，使U_{fz}的值趋于下降，以抵消原来电压的升高。反过来，当U_{zc}有所下降时，根据同样道理，仍可维持U_{fz}不变。

其次再说明负载电阻改变的情况：如果负载电阻R_{fz}减小就将引起负载电流I_{fz}的增加，这就会引起I_{zc}也增大。但是I_{zc}的增大就会引起限流电阻R的电压降U_R增加，使得稳压管两端的电压减小而使稳压管电流I减小，从而使I_{zc}几乎不变，也就是使U_R几乎不变，这样就可以使稳压管两端的电压维持不变，亦即使U_{fz}维持不变。反过来，当R_{fz}增大时，根据同样道理，U_{fz}仍可维持不变。

第三节所介绍的$QP379—B$传输测试器的整流电路就是采用这种稳压电路来稳压的。图1—8中G_6是稳压管，R_{38}是限流电阻，整流管的输出经R_{37}、C_{12}、C_{13}滤波后，再经过G_6、R_{38}组成的稳压电路输出稳定的直流电压，以保证仪器测量的精确度。

本 章 小 结

二极管是在真空的管子内装有一个产生热电子发射的阴极和一个吸收电子的屏极所构成的。阴极又可分为直热式和旁热式两种。

单向导电是二极管的基本特性，应用这种特性二极管可作为整流元件。

二极管的主要用途是整流，常用的整流电路有半波整流电路和全波整流电路两种。依靠二极管的单向导电作用只能把交流电变成脉动电流，要将脉动电流再变成直流电还要使用滤波电路。常用的滤波电路有电感输入式、电容输入式和电阻电容式等。

二极管的特性曲线是表示屏流与屏压关系的曲线，它分为上升和水平两部分，通常二极管是工作在上升部分。由于空间电荷的作用，二极管特性曲线的上升部分也不是一根直线，所以二极管是一种非线性元件。

二极管的主要参数是内阻，由于二极管的特性曲线是非线性的，它的内阻也不是一个常数，所以二极管工作在不同的屏压时有不同的内阻。

二极管工作时，除了应接上额定的灯丝电压外，还要注意不能超过它的最大屏极损耗功率、最大屏极反峰电压、最大整流电流等几个定额。

习 题 与 思 考 题

1． 电子管在正常运用时，如果把屏极回路开路，阴极是否还会发射电子？

2. 有时灯丝串联运用的电子管会特别容易衰老，为什么？

3. 在屏压不很高时，屏流随屏压增大而增大的物理过程是怎样的？当屏压相当高时，特性曲线近于水平的理由是什么？

4. 已知二极管的特性曲线如下图所示，分别求出在U_a=20伏和U_a=8伏时的内阻。

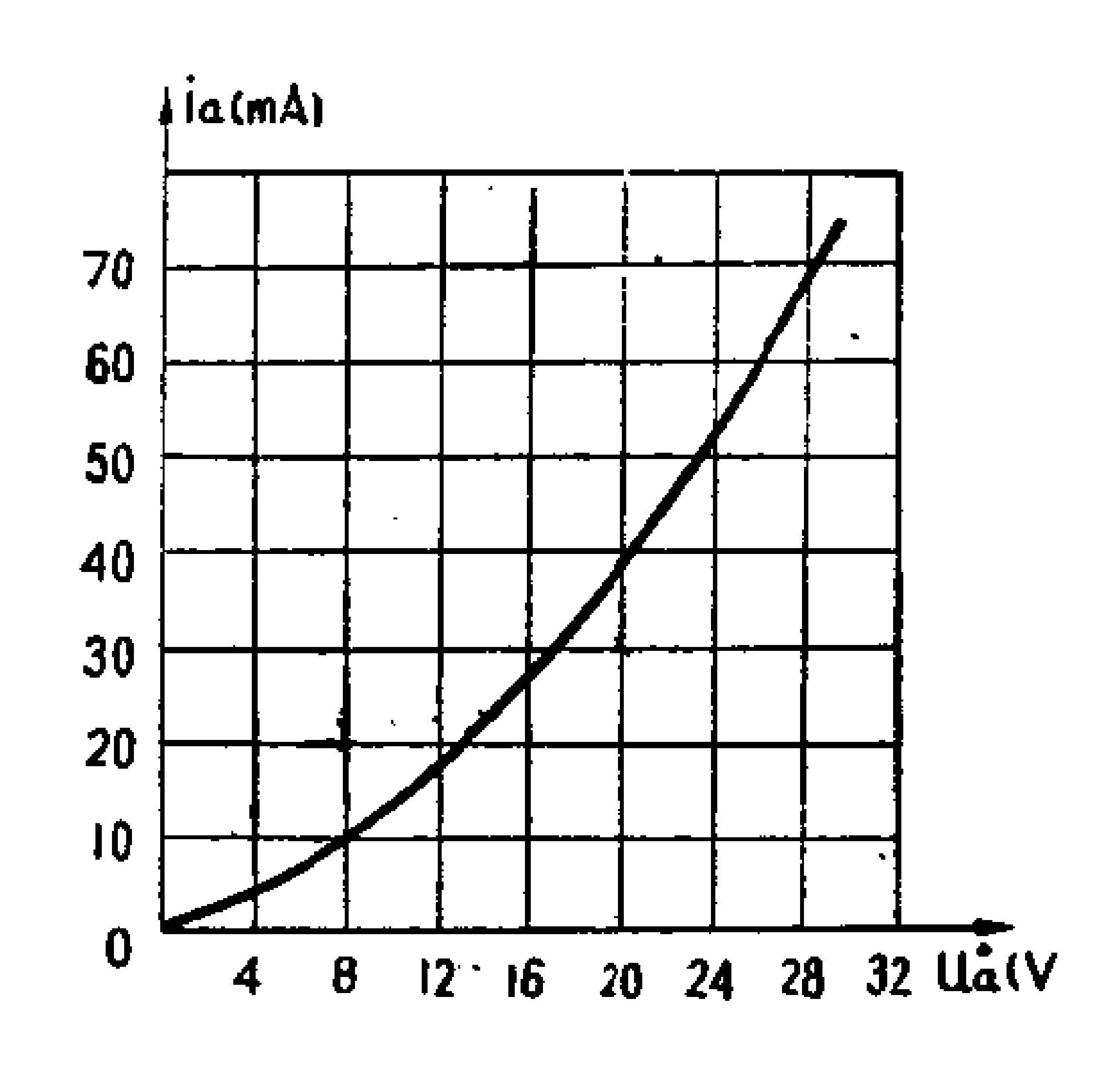


图 1—17 题4的曲线

第二章 三 极 管

内 容 提 要

三极管是在二极管的基础上，位于屏极、阴极间加装另一个电极—栅极做成的。三极管比二极管多了一个电极，这一量变将引起质的变化，使三极管具有放大微弱电信号的能力。正是由于电子管的放大作用，才能使远距离通信得以实现。

这一章主要介绍三极管的构造和栅极的作用、三极管的静态特性曲线和参数，最后还说明三极管存在的缺点。

第一节 三极管的构造

三极管是在与二极管有相同结构的阴极、屏极之间增加一个控制栅极而成的，见图2—1(a)。控制栅极简称栅极，用符号g来表示，它的结构一般是用镍丝或镍锰等合金丝绕成螺旋形，每圈栅丝之间有一定的距离，以便从阴极发射出来的电子能通过这些空隙而流到屏极。三极管的代表符号如图2—1(b)所示。从三极管各个电极的相对位置来看，栅极与阴极间的距离较屏极与阴极间的距离近得多，这使栅极对阴极发射的电子的影响也较屏极的影响大得多，因而三极管具有放大作用，它的原

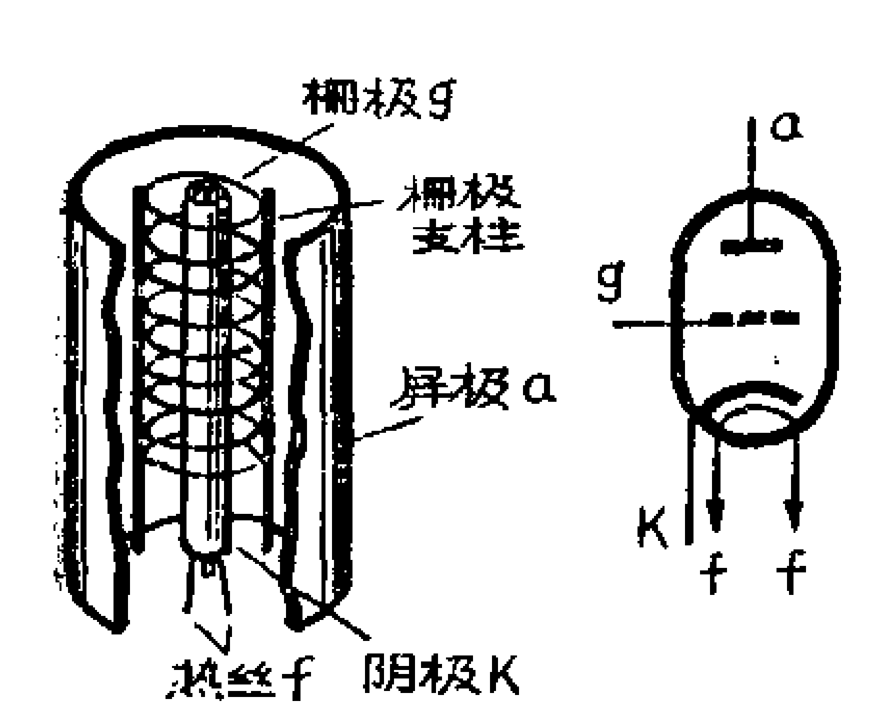


图 2—1 三极管的构造和符号

因将在第三节中说明。

第二节　三极管的基本电路

三极管在接入电路时，除了灯丝电路外，有两个基本电路，一个是屏极回路，另一个是栅极回路，如图2—2所示。屏极回路是指屏极与阴极间的电路，屏极与阴极间的电压称为屏压，以 u_a 表示，一般屏压总是正的，即屏极电位比阴极电位高，因此屏极回路经常有屏流 i_a 流通，屏极回路所接的正电源称为屏极电源，用 E_a 来表示。栅极回路是指栅极与阴极间的电路，栅极与阴极间的电压称为栅压，以 u_g 表示，在大多数情况下，栅压是负的，即栅极电位比阴极电位低，因而栅极回路没有电流栅极回路所接的负电源称为栅偏压，用 E_g 来表示。由此可见，在电子管电路中，各极的电压都是对阴极来说的，都是以阴极为公共端。

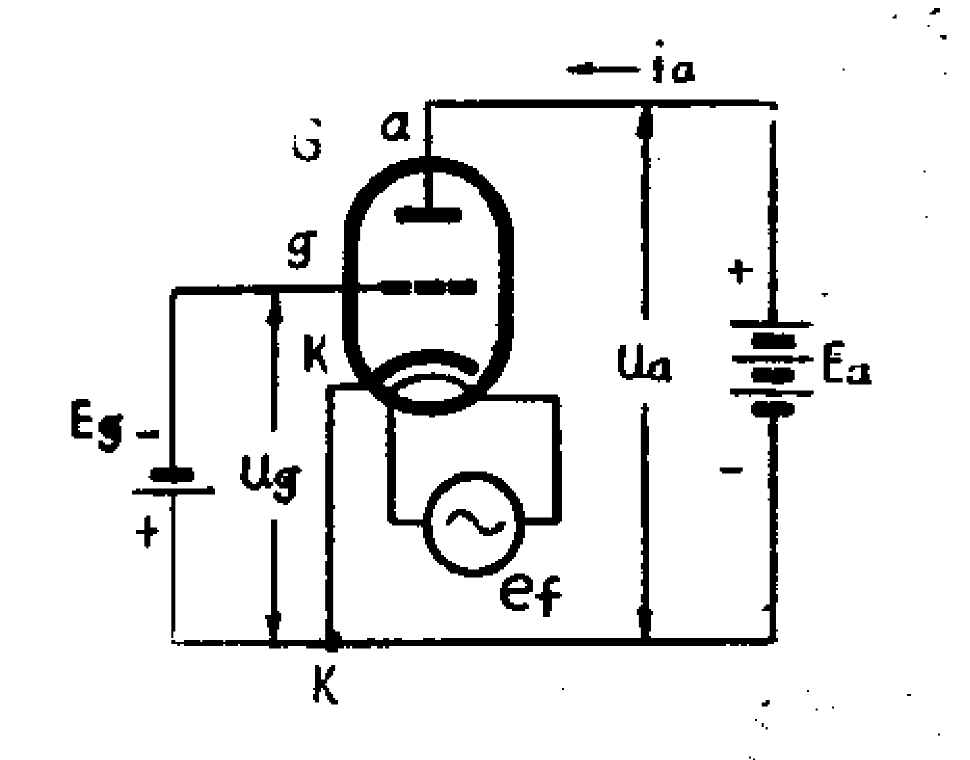


图 2—2　三极管的基本电路

第三节　栅极的作用

现在我们来看看三极管的栅极在电路中起什么作用。如果将三极管按图2—2接好电源，这时在电子管阴极附近将产生两个电场：一个是屏极所产生的吸引电子的正电场，另一个是栅极所产生的排斥电子的负电场。因此电子管的屏流 i_a 的大小，不仅与屏压 u_a 有关，并且也与栅压 u_g 有关。

设屏压 u_a 固定不变，如果栅极电压愈负，则对电子的排

斥力愈大，屏流i_a愈小。反过来，如果把栅极负电压减小，则栅极对电子的排斥力将减少，i_a也随之增加。从这个现象我们可以看出，在栅极上加入不同大小的电压，就能控制由阴极流向屏极去的电子的数量，也就是说栅极有控制屏流i_a的大小的作用。同时十分重要的是，由于栅极距离阴极比屏极距离阴极近，所以栅极控制电子的能力要比屏极大得多，即栅压u_g有少量的变化，就能引起屏流i_a发生较大的变化，这就是三极管具有放大作用的根本原因。

图2—3是一个简单的三极管放大器电路，在实际电路中，为简单起见，一般都略去灯丝电路。当在栅极回路接入一个微小的交流电源e_x时，就会使栅压u_g发生变化，这将引起i_a作较大的变化，所以栅极回路也叫输入回路。屏极回路也叫输出回路，如果我们在屏极回路中接入一个负载电阻R_a，当电路中各元件的数值选择得合适，i_a流过R_a时在R_a两端电压的变化要比u_g的变化大得多，因此就具有放大电压的作用。例如电子管6N2，当它的屏极电源电压E_a是250伏，负载电阻用50千欧时，从实验知道，如果输入信号电压使u_g从－3伏变到零伏，变化范围是3伏，这时i_a将从0.4毫安变到2.4毫安。那么屏流在50千欧负载上所产生的电压，就从20伏（$0.4\times50=20$伏）变到120伏（$2.4\times50=120$伏），变化范围是100伏。结果输出电压比输入信号电压放大了三十三倍多$\left(\frac{100}{3}=33.3\right)$。

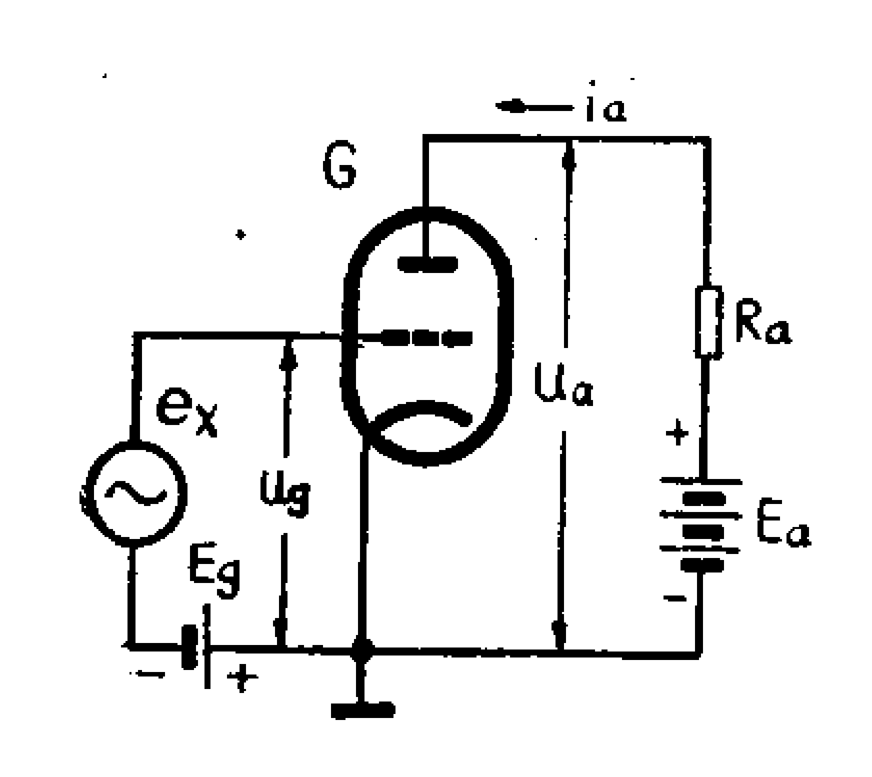


图 2—3 简单的放大器电路

第四节　三极管的静态特性曲线

和二极管一样，三极管也用特性曲线来表示各电极的电流和电压间的关系。在一般情况下，三极管至少有屏压 u_a、屏流 i_a 和栅压 u_g 这三个因素，因此不可能象二极管那样只用一条曲线就能表示它的性能。在电子管电路中，比较常用的静态特性曲线有屏极特性曲线和屏栅特性曲线两种。所谓静态特性曲线，就是指电子管屏极回路未接入负载电阻时所测量出来的特性曲线。

一、屏极特性曲线

屏极特性曲线是指栅压 u_g 固定在某一数值时，屏流 i_a 与屏压 u_a 间的变化关系曲线。换一个栅压时，可以得到另一条特性曲线，许多条这样的曲线就组成了屏极特性曲线族。

测量屏极特性曲线族的电路如图2—4所示。先把栅压 u_g 固定在某一数值上，然后把屏压 u_a 从零开始逐渐升高，每改变一次屏压便得到一个相应的屏流数值，这就在坐标上确定一个点，把很多点连起来就可得到一条曲线。然后变更不同数值的栅压，用同样的方法量得不同栅压值时的屏极特性曲线，就可以得到特性曲线族。

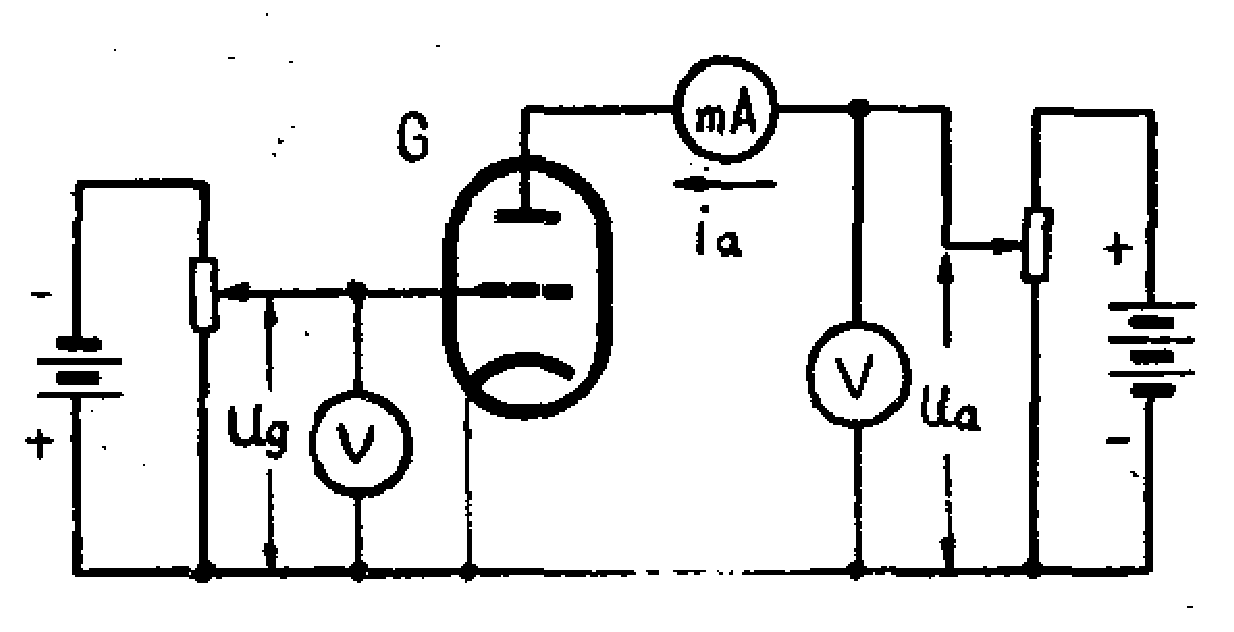


图 2—4　测量三极管静态特性曲线的电路

图2—5是三极管6N8P的屏极特性曲线族。从图2-5可以看出，它的每条曲线形状和二极管的特性曲线相似，栅压愈负，曲线就愈向右移，这是因为栅压为负时，只有当屏压增加到能

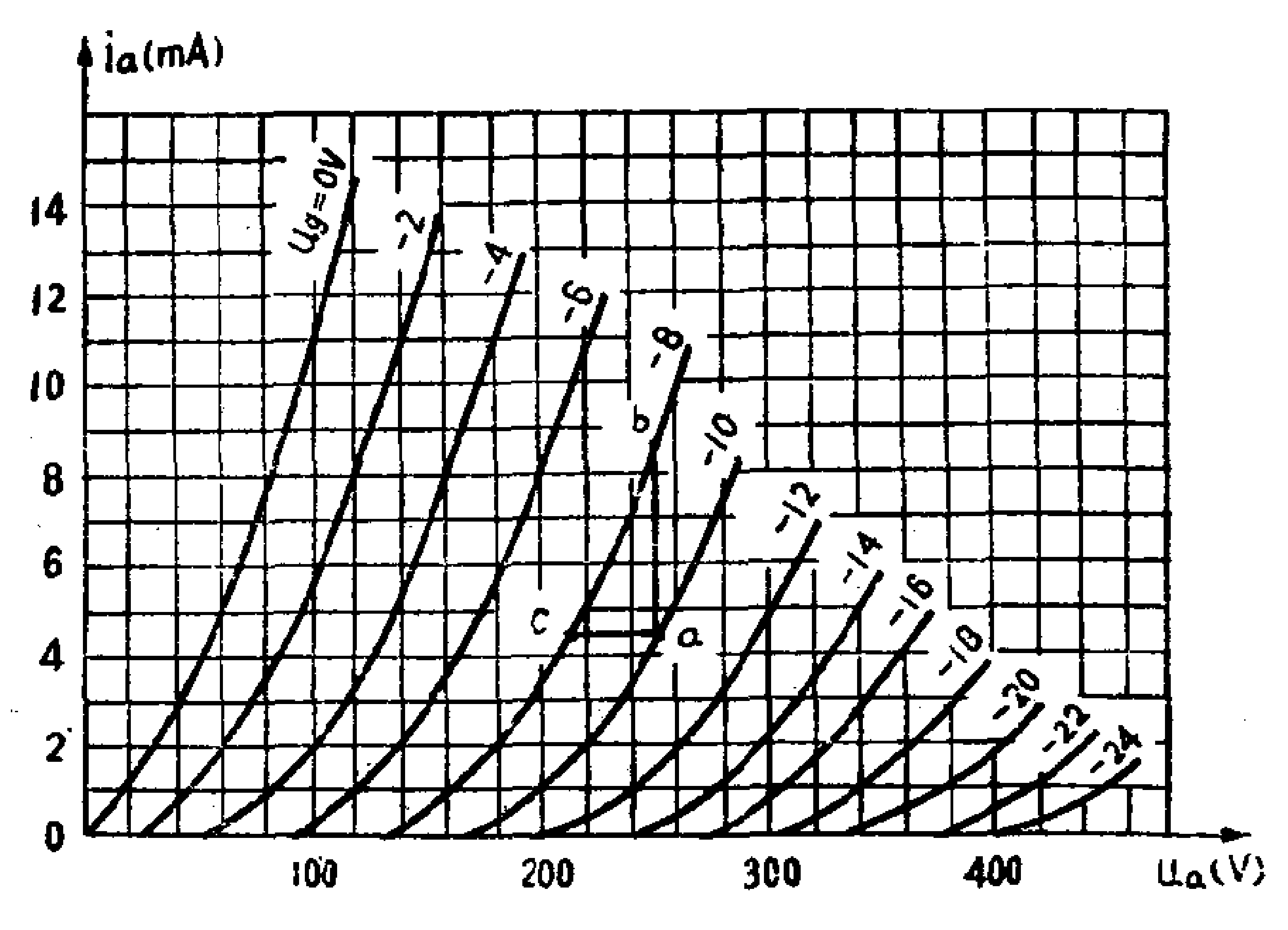


图 2—5　三极管6N8P的屏极特性曲线族

够抵消这个负栅压在阴极附近所产生的排斥电场以后，才会有屏流产生。此外，从图中还可以看出，特性曲线的大部分是彼此平行的直线，间隔也比较均匀，但在屏压较低时的部分，曲线显得弯曲。

屏极特性曲线族还可以说明栅压控制屏流的能力要比屏压强得多。例如屏压为250伏时，栅压变化 2 伏（从 a 点的 －10 伏变到 b 点的－ 8 伏），屏流约变化 4 毫安(从4.5毫安变到8.5毫安）。如果栅压保持－ 8 伏不变，那末为了使屏流变化 4 毫安，屏压就需要变化40伏（从 b 点的250伏变到 c 点的210伏)。在这种情况下，可以说栅压对屏流的控制作用是屏压的 20 倍（屏压需变化40伏，而栅压只需变化 2 伏）。

二、屏栅特性曲线

屏栅特性曲线是指屏压固定在某一数值时，屏流 i_a 与栅压 u_g 的变化关系曲线。同样，在许多不同的屏压时，就可以得到屏栅特性曲线族。

测量屏栅特性曲线仍用图 2—4 的电路，只是把屏压 u_a 固定在某一数值上，然后读出不同的栅压下相应的屏流数值，就可以作出一条屏栅特性曲线。在不同的屏压下作出的很多条曲线就组成屏栅特性曲线族。

图2—6是三极管6N8P的屏栅特性曲线族。从曲线族可以看出，在屏压固定时，随着负栅压的增加，屏流减小。当负栅压增加到某一个数值时，屏流减小到零，这时称为屏流截止，屏流截止时的栅压称为截止栅压。产生屏流截止的原因是当栅压负到某一数值时，栅极对电子的排斥力恰好抵消了屏压所产生的吸引力，电子不能到达屏极因而屏流截止。同时从图中也可以看出，固定的屏压愈高，特性曲线愈往左移，这是因为屏压愈高，要使屏流截止的负栅压就愈大。此外，屏栅特性曲线还可以说明栅压变化对屏流的影响是很大的，栅压稍有增加，屏流就会显著增加，例如屏压为200伏时，栅压变化 1 伏（从 a 点的 − 8 伏变到 b 点的 − 7 伏），屏流约变化2.2毫安（从3.5毫安变到5.7毫安），可见栅压增加 1 伏，就能使屏流增加2.2毫安。

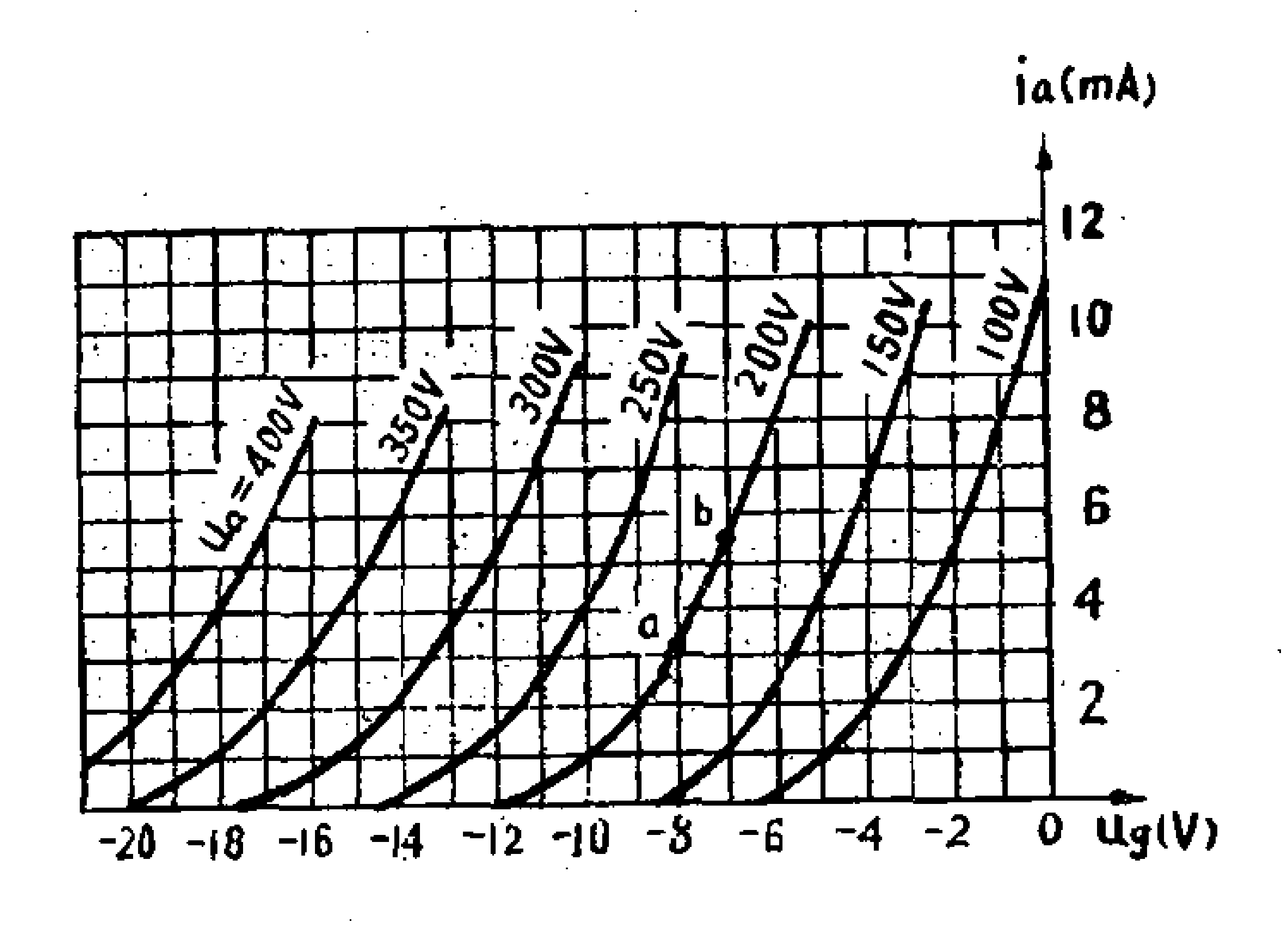


图 2—6 三极管6N8P的屏栅特性曲线族

第五节 三极管的参数

三极管中屏流与屏压和栅压的关系，除了用静态特性曲线来表示外，还可以用一些参数来表示。

三极管的参数是表示屏流与屏压和栅压微小变化量之间的关系，所以又称为微变参数。屏流i_a、屏压u_a和栅压u_g的微小变化量分别用Δi_a、Δu_a和Δu_g表示，这些微小的变化量称为增量。

三极管的主要参数有三个，即跨导、内阻和放大系数。

一、跨导

跨导的定义是：在屏压保持不变时，栅压u_g在某一工作点上变化一微小增量Δu_g将引起屏流i_a相应地变化一个增量Δi_a，比值$\frac{\Delta i_a}{\Delta u_g}$称为跨导，用符号$S$表示，即

$$S=\frac{\Delta i_a}{\Delta u_g}(u_a\text{固定}) \tag{2—1}$$

从定义可以看出，跨导具有电导的性质，它的单位是毫安/伏。

跨导的物理意义是，在屏压固定不变的条件下，栅压变化1伏时，屏流变化了多少毫安。它表明栅压控制屏流的能力，跨导愈大，栅压控制屏流的能力就愈强。例如，在某一固定的屏压下，栅压变化2伏能使屏流变化3毫安，那么跨导就是

$$S=\frac{3}{2}=1.5\text{毫安/伏}$$

电子管的跨导可以从已知的屏栅特性曲线族上求出，例如在图2—7中，在u_a为200伏时的屏栅特性曲线上，在工作点a时栅压为-7伏，屏流为5.7毫安，如栅压升高到-6伏，即$\Delta u_g=-6-(-7)=1$伏，这时屏流增加到8毫安，也就是$\Delta i_a=8-5.7=2.3$毫

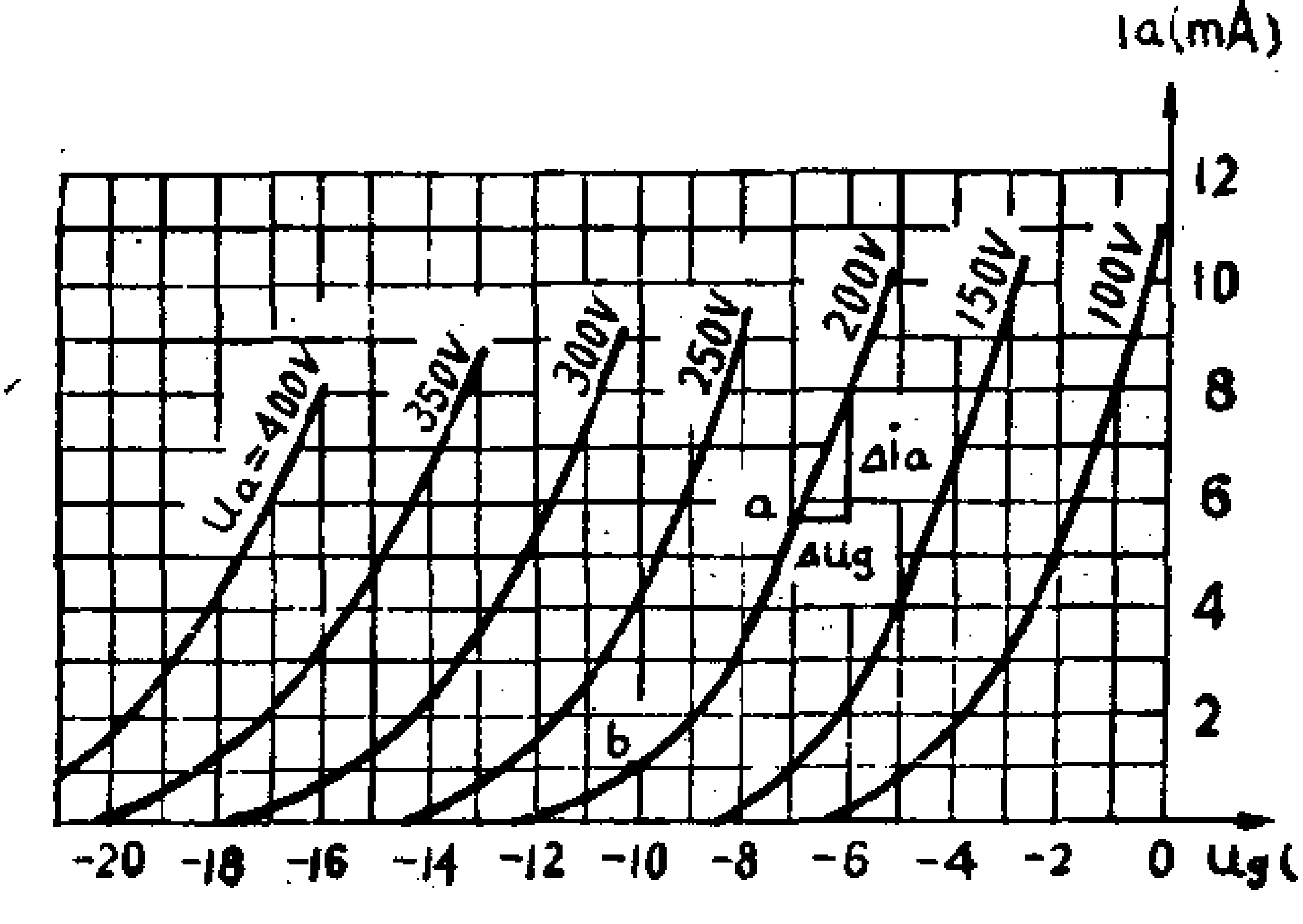


图 2—7 从屏栅特性曲线求跨导

安，所以 a 点的跨导是

$$S_a=\frac{2.3}{1}=2.3\text{毫安/伏}$$

在屏压固定的条件下，即仍在200伏时的曲线上的 b 点，栅压升高 1 伏（由－10伏升高到－9 伏），屏流由 1 毫安增加到 2 毫安，即$\Delta i_a=1$ 毫安，求得 b 点的跨导是

$$S_b=\frac{1}{1}=1\text{毫安/伏}$$

从上述具体数字可以看出，在特性曲线的不同部分，跨导值的大小是不一样的，曲线愈陡直（即斜率愈大），跨导就愈大，所以在特性曲线的直线部分，跨导最大，而且差不多是固定的，在弯曲部分跨导值就减少。通常电子管手册上给出的跨导值，都是指直线部分的跨导值。一般三极管的跨导值约为0.5～10毫安/伏。

二、内阻

内阻的定义是：在栅压保持不变时，屏压 u_a 在某一工作点上变化一微小增量Δu_a，将引起屏流相应地变化一个增量Δi_a，比值$\frac{\Delta u_a}{\Delta i_a}$称为内阻，用符号$R_i$表示，即

$$R_i=\frac{\Delta u_a}{\Delta i_a}(u_g\text{固定}) \qquad (2—2)$$

它的单位是千欧。

内阻的物理意义是，在栅压保持不变的条件下，要屏流变化 1 毫安，屏压需要变化多少伏。它说明屏压对屏流的控制能力，内阻愈小，屏压控制屏流的能力就愈强。

内阻也可以从屏极特性曲线上求出，如图2—8的屏极特性曲线，在工作点 a 时屏压为160伏，栅压为－4 伏，如使栅压

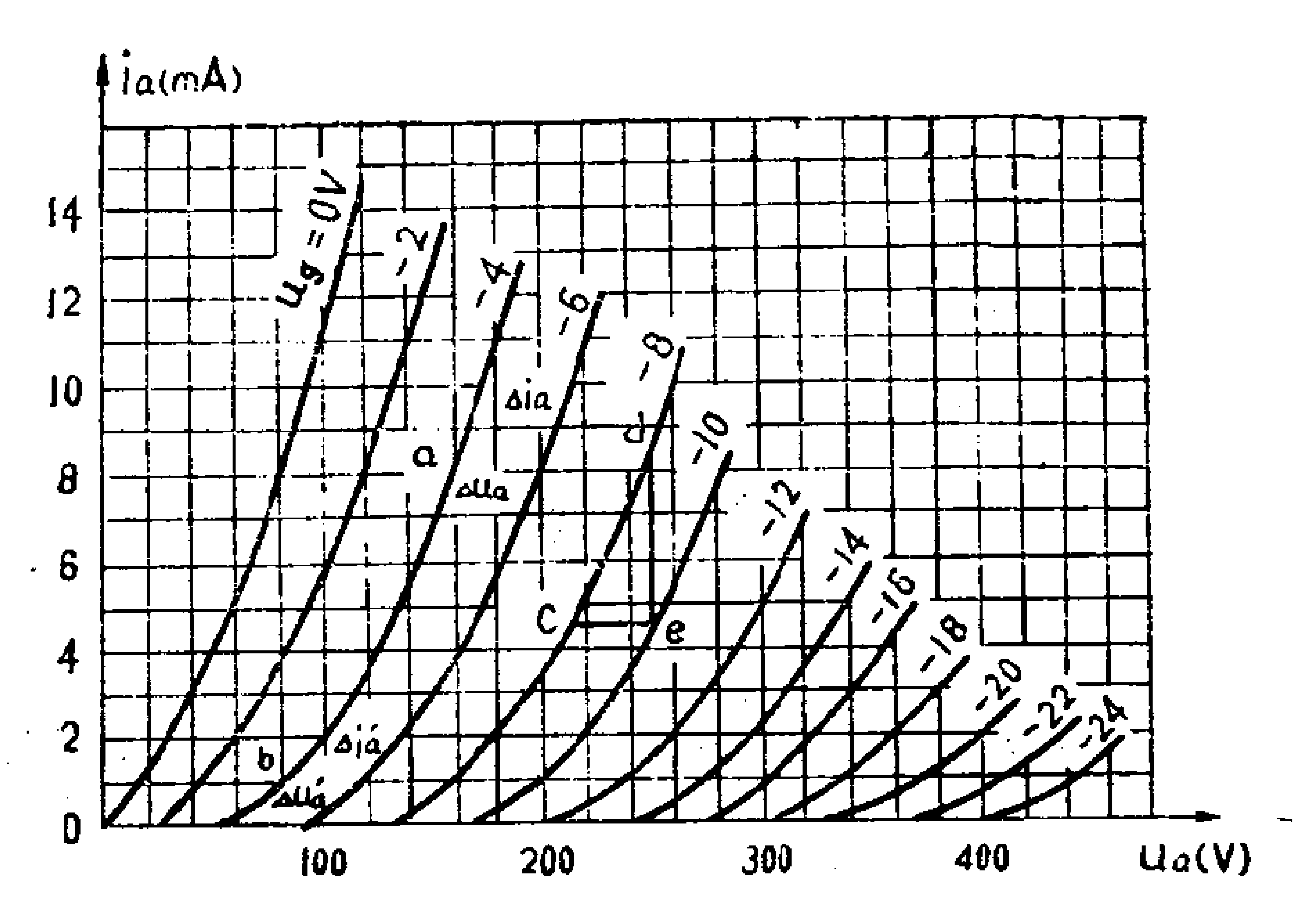


图 2—8 从屏极特性曲线上求内阻

保持不变，屏压由160伏增加到180伏（即Δu_a=20伏），屏流由8毫安相应地升到11毫安（即Δi_a= 3 毫安），则 a 点的内阻为

$$R_i=\frac{20}{3}=6.67\text{千欧}$$

同样，由于电子管的屏极特性曲线不是直线，所以曲线上各点的内阻值也不相同，如在工作点 b 时，用同样的方法求出该点的内阻为20千欧。因此，从图2—8中可以看出，在工作点 a 时的Δu_a和工作点 b 时的$\Delta u_a'$值相等的情况下，Δi_a要比$\Delta i_a'$大得多，即工作点 a 的内阻比 b 点的内阻要小，可见内阻和跨导相反，曲线愈陡（即斜率愈大）时，内阻愈小，曲线愈平直（即斜率愈小），则内阻愈大。一般三极管的内阻值约是500欧至100千欧之间。

三、放大系数

放大系数的定义是：屏压变化一微小增量Δu_a，为了保持屏流不变，栅压 u_g 必须相应地变化一个Δu_g，Δu_a与Δu_g的比值取绝对值，称为放大系数，用符号 μ 表示，即

$$\mu=\left|\frac{\Delta u_a}{\Delta u_g}\right|(i_a\text{固定}) \qquad (2-3)$$

放大系数是一个不名数，没有单位。上式中为了保持屏流不变，Δu_a和Δu_g的符号必定相反(如屏压增加而要屏流不变，栅压必须要更负)，它们的比值是一个负数，而放大系数应是一个正数，所以要取绝对值。例如在图2—8中，当栅压为－8伏，屏压从210伏(c点)增加到250伏(d点)时，屏流从4.5毫安增加到8.5毫安，要使屏流仍保持在4.5毫安，栅压必须从－8伏变到－10伏(e点)。

放大系数是表示栅压对屏流的影响比屏压对屏流的影响大多少倍。例如某电子管的放大系数等于20，意思就是栅压对屏流的控制能力是屏压的20倍。一般三极管的放大系数约在2.5～100之间。

四、三个参数之间的关系

电子管的三个参数S、R_i和μ三者之间有一定的关系，这个关系可以求得如下。

根据R_i的定义：$R_i=\frac{\Delta u_a}{\Delta i_a}$，因为增量$\Delta u_a$与$\Delta i_a$一定是同符号的，即$u_a$是正时，$\Delta i_a$也一定是正的；$\Delta u_a$是负时，$\Delta i_a$也是负的。所以

$$R_i=\frac{\Delta u_a}{\Delta i_a}=\left|\frac{\Delta u_a}{\Delta i_a}\right|$$

又根据S的定义：$S=\frac{\Delta i_a}{\Delta u_g}$，增量$\Delta i_a$与$\Delta U_g$也是同符号的，所以

$$S=\frac{\Delta i_a}{\Delta u_g}=\left|\frac{\Delta i_a}{\Delta u_g}\right|$$

把R_i与S相乘可得

$$R_i \times S = \left|\frac{\Delta u_a}{\Delta i_a}\right| \times \left|\frac{\Delta i_a}{\Delta u_g}\right| = \left|\frac{\Delta u_a}{\Delta u_g}\right|$$

而μ的定义是

$$\mu = \left|\frac{\Delta u_a}{\Delta u_g}\right|$$

所以

$$\mu = R_i \times S \qquad (2-4)$$

这个方程称为电子管的内部方程。它表明了电子管的三个参数之间的相互关系，即放大系数等于内阻与跨导的乘积。如果知道了三个参数中的任意两个，就可以根据这个方程来求出其余的一个。

第六节　三极管的极间电容及其影响

我们知道，被电介质隔开的两个金属体之间是存在着一定的电容。电子管的电极是由金属制成的，并被介质一真空所隔开，因此，各电极之间也存在着某些电容，这些电容叫做极间电容。

图 2—9　三极管的极间电容

三极管有三个极间电容，如图2—9所示，根据它们所处的位置不同，因而它们的名称也不同。栅极和阴极之间的电容 C_{gK} 叫做输入电容，屏极和阴极之间的电容 C_{aK} 叫做输出电容，屏极和栅极之间的电容 C_{ag} 叫做跨路电容(因为它的位置是跨越于屏极和栅极回路之间)。

三极管的各个极间电容量大致在1—20微微法范围内。例如

双三极管6N8P的一个三极管部分的三个极间电容量为$C_{ag}=4$微微法，$C_{gK}=3$微微法，$C_{aK}=1.2$微微法。输入电容C_{gK}和输出电容C_{aK}虽然分别会使输入、输出电路的电容量加大，但影响并不严重，而对电子管工作性能影响最大的是跨路电容C_{ag}。在低频时C_{ag}的容抗很大，对电路的影响很小。可是在高频时，C_{ag}的容抗下降，这时一部分屏极回路中放大了的交流电压就会通过这个电容返回栅极回路，这种现象称为反馈。反馈的这一部分电压就附加到原来作用在栅极的信号电压上，如果反馈的电压与原信号的相位相同，则输入回路的信号电压将会增大，因此屏极回路负载上得到的交流电压也会增加；这又使更大的电压通过C_{ag}反馈到栅极回路，如此继续下去。结果，三极管的工作就变得极不稳定，甚至有可能产生自激振荡而出现啸叫声，致使放大器不能正常工作。这就是三极管的主要缺点。

本 章 小 结

三极管有阴极、屏极和栅极等三个电极。阴极和屏极的结构与二极管相同；栅极是用镍或镍合金丝绕成螺旋形，位置是处在屏极与阴极之间。

三极管的栅极能控制从阴极发射的电子，即有控制屏流的作用，又因为栅极距离阴极较屏极距离阴极为近，故栅压控制屏流的作用较屏压控制屏流的作用大，利用这一作用，三极管可以放大交流信号电压，这是三极管的最主要的用途。

表示三极管静态特性的有屏极特性曲线族和屏栅特性曲线族。

三极管有跨导S、内阻R_i和放大系数μ三个参数。跨导表

示栅压对屏流的控制作用；内阻表示屏压对屏流的控制作用；而放大系数表示栅压对屏流的控制作用比屏压对屏流的控制作用强多少倍。它们之间的关系是：$\mu = S \times R_i$。

三极管有三个极间电容，即输入电容C_{gK}，输出电容C_{aK}和跨路电容C_{ag}。其中C_{ag}的危害最大，它使三极管不能工作在较高的频率。

习题与思考题

1. 三极管的栅极电位改变时，对屏流有什么影响？

2. 为什么栅极电压对屏流的控制作用要比屏压强？

3. 当栅极电位比阴极电位高时，电路中将出现什么情况？

4. 屏压变化5伏或者栅压变化1.25伏，都能使屏流变化2毫安，求参数μ、R_i和S。

5. 三极管的跨导$S = 2.5$毫安/伏，如果栅压由－5伏变到－2伏，问屏流将变化多少？

6. 三极管的放大系数$\mu = 40$，屏压固定不变，栅压变化2伏能引起屏流变化6毫安。如果栅压固定，要屏流变化12毫安，屏压应该变化多少？

第三章　五极管和束射管

内　容　提　要

三极管具有放大作用，但因极间电容的影响，使它不能放大较高频率的信号电压。五极管和束射管是为克服三极管这个缺点而制成的。这一章简要地介绍这两种电子管的构造、各电极的作用和特性。

第一节　五极管

一、五极管中帘栅极和抑制栅极的作用

在三极管的栅极和屏极之间加入另外两个栅极，便构成了五极管，它的顶视图和符号如图3—1所示。五极管除了阴极和屏极外，共有三个栅极，第一栅极g_1称为控制栅极，简称栅极，第二栅极g_2称为帘栅极，第三栅极g_3称为抑制栅极。帘栅极与抑制栅极和控制栅极一样，也是用金属丝绕制成的。

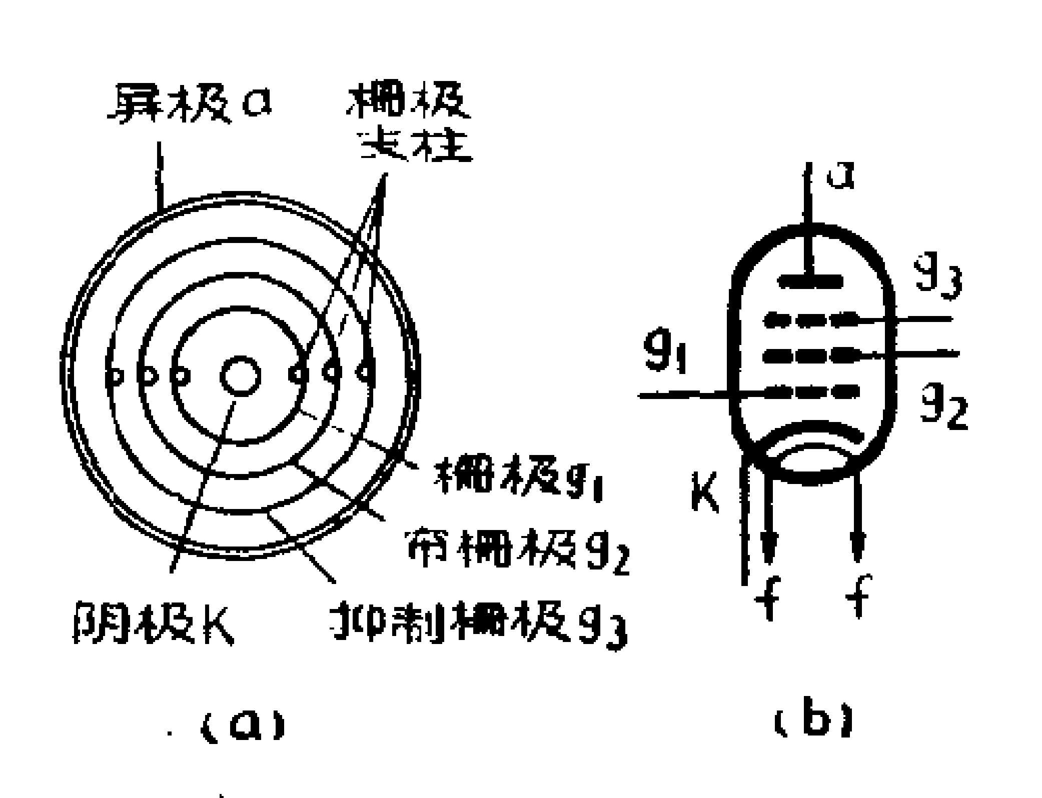


图 3—1　五极管的顶视图和符号

五极管中的帘栅极主要用来减小栅极和屏极间跨路电容的影响。

帘栅极减小跨路电容的影响是利用屏蔽的原理，这可以用下面的例子来说明。参看图3—2(a)由交流电源、交流电流表

和电容器C组成的电路，如果在电容器的两块极板之间再放入一块金属板，并且把它和电路中的K点连接，如图3—2(*b*)，这时电路将分成以K点为公共端的两个回路，左边回路中电流表的读数将变为零，这一部分好象被导线短路了一样。原因是电容器两块极板之间插入了一块金属极板后，就相当于把电容器分成两个串联的电容器C_1和C_2，如图3—2(*c*)，由于金属板与K点的连接线把C_2和电流表的回路短路，这部分便没有电流通过了。从这个例子我们可以知道，要避免两个回路间由于电容耦合的影响，可以在这两个回路间加入一块金属板，并且这块金属板必须接到两回路的公共端，在电子管电路中，这个公共端就是阴极，通常阴极是接地的。

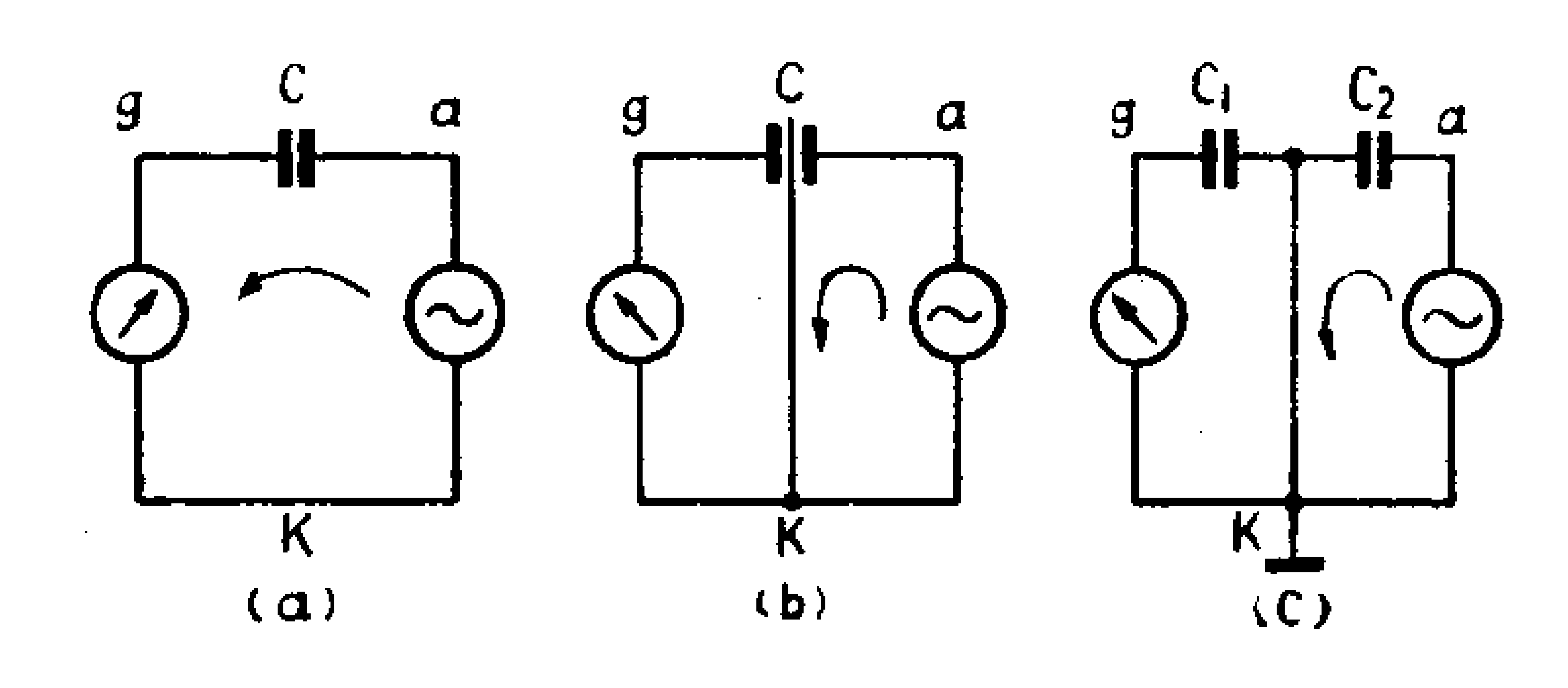


图 3—2 屏蔽的作用

由此看来，如果在电子管的屏极和栅极之间加入一块接地的金属板，屏极回路的电压就不会反馈到栅极回路，跨路电容C_{ag}的影响就可以消除。但这样是行不通的，因为金属板将使阴极发射出来的电子不能流到屏极，使电子管完全不能工作。实际上要起到屏蔽作用并不一定要用一块金属板，在电子管中就是用再加一个栅极来达到屏蔽的目的，这个栅极就称为帘栅极。用帘栅极代替金属板，虽然跨路电容的影响不会减小到零，实践证明，这样已能使影响减小到不会发生振荡的程度。

下面再看看在电路中帘栅极应该怎样连接。从屏蔽的作用

来考虑，帘栅极应该接地，但这时零电位的帘栅极将妨碍电子流向屏极，屏流就要减小到使电子管失去作用的程度，为了使电子管有一定大小的屏流，帘栅极必须接正电压，一般是接上比屏极电源低一些的正电压。帘栅极一方面要接地，另一方面又要接正电压，这个矛盾可以这样解决，因为跨路电容的影响是在工作频率较高时产生的，可见在屏蔽时要接地也是指频率较高的交流电来说的，因此我们可以把帘栅极经过一个容量足够大的电容器接地，而又同时把帘栅极接上一个直流正电压，如图3—3(*a*)所示。这样一来，帘栅对于直流来说，是接正的直流

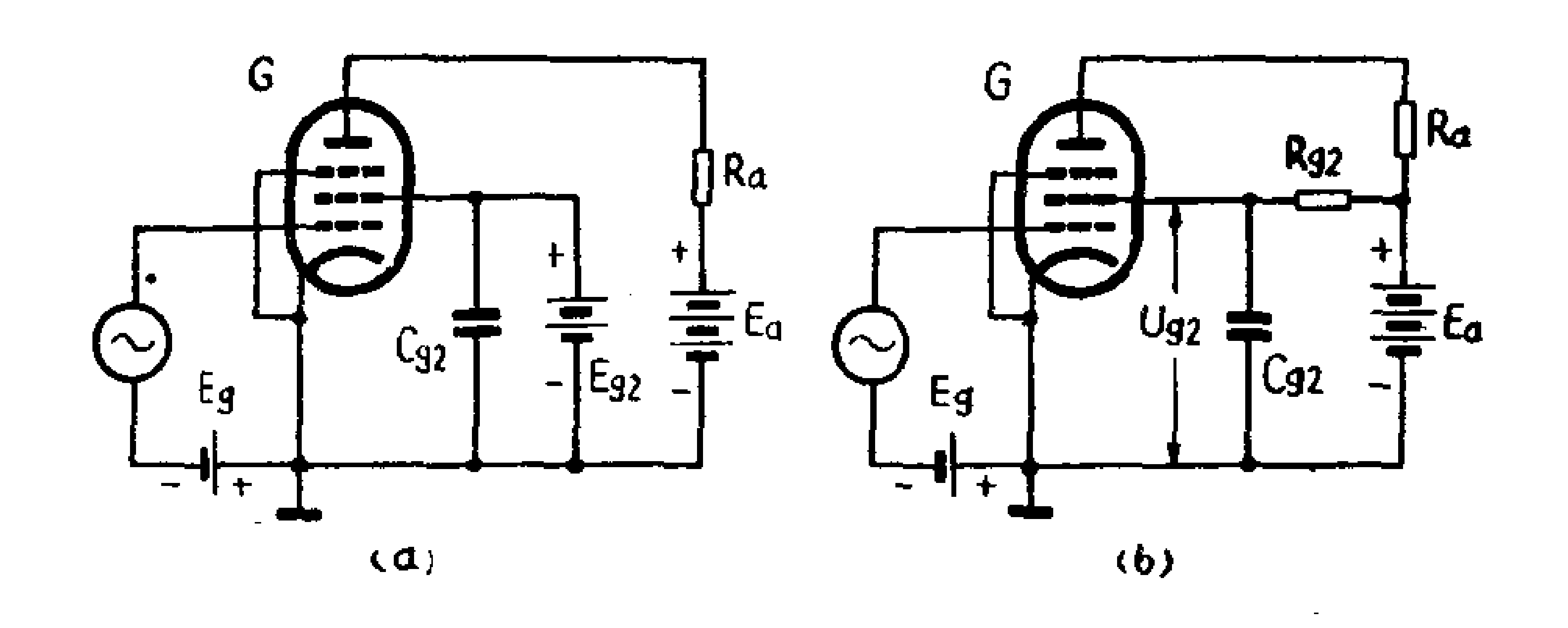


图 3—3 帘栅极的连接法

电压，而对交流来说，当电容器的容量足够大时它的容抗很小，相当于接地，这个电容器称为帘栅极旁路电容器，以C_{g2}来表示。通常帘栅极可以和屏极回路公用一个电源，而在帘栅极回路中串接一个帘栅降压电阻R_{g2}，如图3—3(*b*)，使帘栅压低于屏压，这样可以省去一个电源。如果屏极电源电压E_a、帘栅压U_{g2}和帘栅流的直流分量I_{g20}已知时，R_{g2}可以通过下式求出

$$R_{g2}=\frac{E_a-U_{g2}}{I_{g20}} \qquad (3-1)$$

C_{g2}的电容值一般选用

$$C_{g2} > \frac{3}{2\pi f_d R_{g2}} \qquad (3-2)$$

式中f_d是电子管工作时的最低频率。

至于抑制栅的作用，主要是为了消除在屏极上所产生的二次电子发射的影响。所谓二次电子发射，就是由于从阴极发射的电子，受到屏极和帘栅极正电场的加速作用而以高速撞击屏极，使屏极表面的电子获得足够的动能而飞出屏极表面的现象。这些飞出去的电子称为二次电子，而原来阴极发射的电子称为一次电子。如果暂时不考虑抑制栅极的作用，当屏压从零增加时，屏流随着屏压的增加而增加，如图 3—4 的 0—a 段所示，这是由于屏压增加，吸引更多的电子飞向屏极。当屏压增加到一定程度但是仍低于帘栅压时，屏极在电子撞击下开始发射二次电子，所产生的二次电子就被电位较屏极为高的帘栅极所吸收，因之屏流减小，如图3—4的a—b段所示。屏压愈高，一次电子的速度愈大，二次电子的数目愈多，屏流因而愈小。直到屏压接近帘栅压后，屏极开始把二次电子吸回，屏流才由减小转为增加，如图3—4的b—c段所示。可见由于二次电子发射现象，电子管屏压与屏流的关系变成不规则的，特别是在a—b段时屏压增加屏流反而减小，假如用来作放大器，就会使被放大了的信号与原来加入的信号极不相似，这种现象称为失真。如果在屏极与帘栅极之间加入抑制栅极，并且把它与阴极相联，即与阴极同电位，那么二次电子即被抑制栅极排斥，仍然返回屏极，使电子管具有较好的特性。图3—5示出抑制栅极的作用。

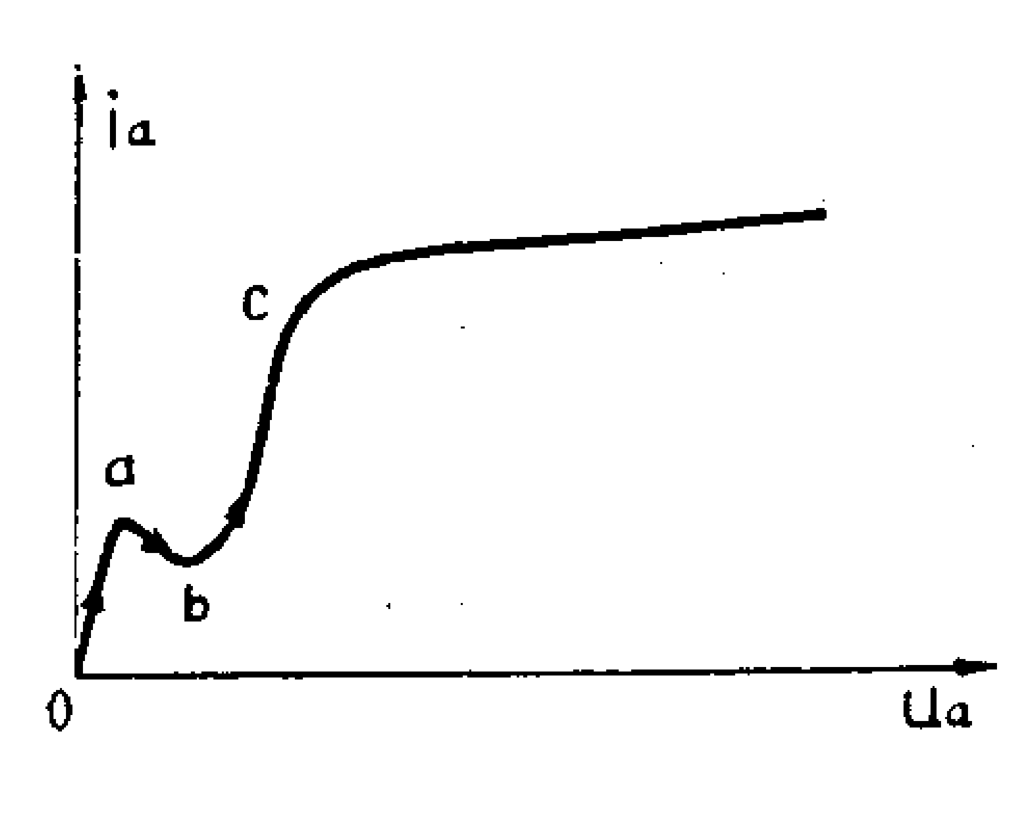


图 3—4　二次电子发射对屏流的影响

二、五极管的特性曲线和参数

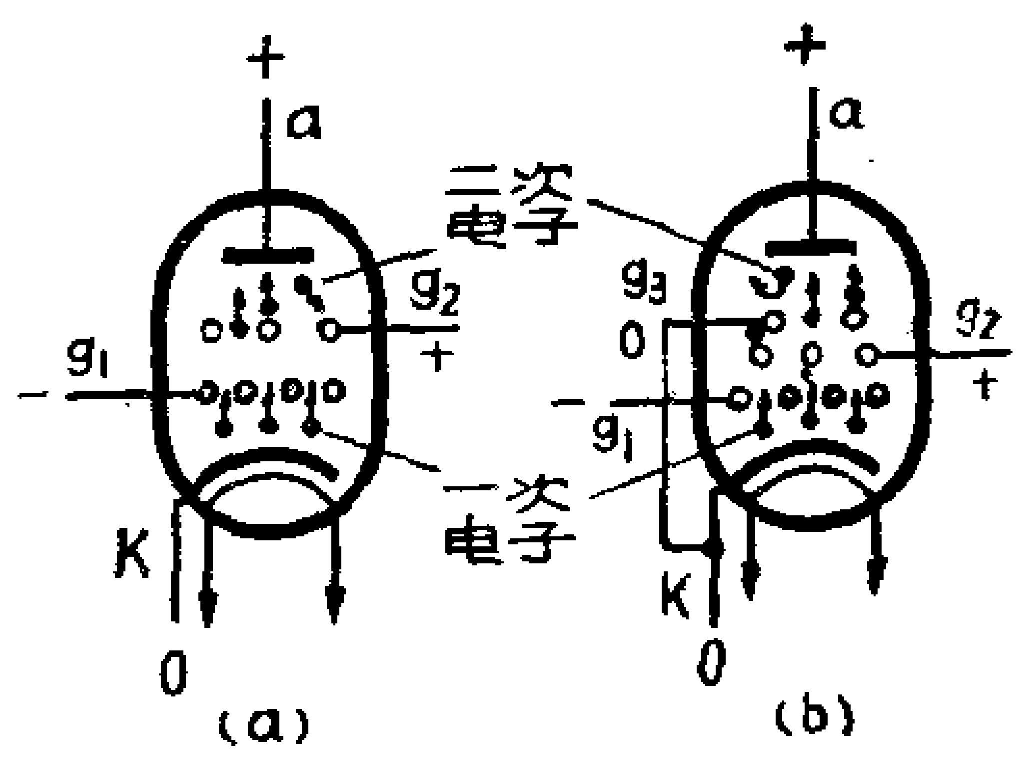


图 3—5 五极管中抑制栅极的作用

五极管的屏极特性曲线如图3—6所示。为了说明曲线的形状，先要了解电子管阴极电流i_K在各电极间的分配情况。在三极管中，阴极电流i_K就等于屏流i_a。而在五极管中，因为帘栅极接上直流正电压，它吸收部分电子而形成帘栅流i_{g2}，所以阴极电流是屏流与帘栅流之和，即$i_K = i_a + i_{g2}$。在五极管中，屏流受到三个栅极的屏蔽，对阴极发出的电子影响极微，决定i_a的是u_{g1}和u_{g2}，几乎与u_a无关，所以i_K近于一常数，至于i_K在屏极和帘栅极上的分配比率，则决定于屏极电压和帘栅极电压的相对大小。

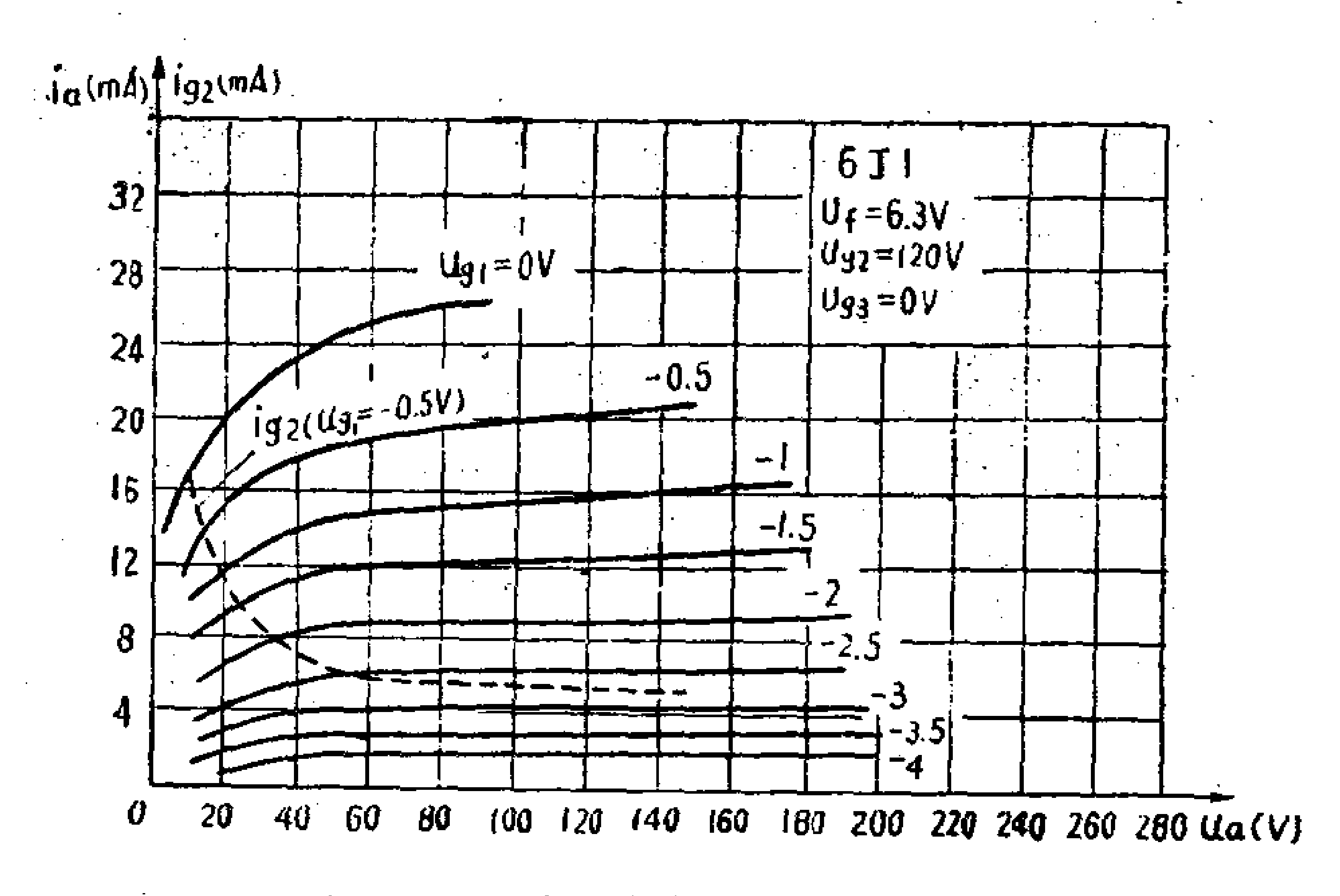


图 3—6 五极管的屏极特性曲线

在图3—6所示的屏极特性曲线中，同时还用虚线画出一条在$u_{g1}=0.5$伏时的帘栅电流i_{g2}与u_a的关系曲线，当u_a改变时，屏流曲线与帘栅流曲线是互为涨落的。现以$u_{g1}=0.5$伏时的情

况来说明，当$u_a=0$时，$i_a=0$，而i_{g2}为最大，即全部i_K都流至帘栅极。当u_a逐渐增加但$u_a \ll u_{g2}$时，电子流穿过帘栅极后又有一部分返回帘栅极，所以i_a尚不大。当u_a继续增加时，屏极吸引电子的能力增强，i_a上升也比较急剧。当u_a接近U_{g2}以至于超过U_{g2}以后，阴极电流i_K中只有少量的电子被帘栅极所直接截获，大部分都流到屏极去了，这时即使u_a再增加，i_a和i_{g2}都几乎不变了，特性曲线上的平直部分表示屏压对屏流的影响很小。

从五极管的屏极特性曲线中还可以看出，u_g愈负，i_a也愈小，这是因为栅压愈负，能穿过栅极到达屏极的电子数愈小的缘故。

五极管的屏极特性曲线和三极管相似，这里不再重复了。

五极管的参数也和三极管一样，即是：跨导、内阻和放大系数。它们的定义也仍和三极管相同，只是结合到五极管的情况，再加上帘栅压和抑制栅压固定这两个条件而已。五极管的跨导和三极管相差不多。由于它的屏极受到三个栅极的屏蔽，屏压变化屏流几乎不变，也就是说屏压对屏流的影响极小，即内阻很高。同时因为屏极受到三个栅极的屏蔽，以致屏压变化对阴极电流的影响比栅极电压变化对阴极电流的影响弱得多，根据放大系数的定义可以知道，五极管的放大系数较三极管大得多。

总的来说，五极管的主要优点是放大系数比较大，用作放大器时，可以得到较高的放大倍数；同时因为有帘栅极和抑制栅极的双重屏蔽作用，它的跨路电容非常小，例如6J1的跨路电容小于0.02微微法，因此五极管可以工作于较高的频率。五极管的缺点是它的屏极特性曲线族在屏压较低时曲线间的间隔不均匀，用作放大器时将会引起失真；此外，由于电子运动的不

规律性，还会使五极管的屏极与帘栅极之间的电流分配会随时间而发生不规则的波动，引起噪声，它较之三极管由于电子运动的不规律性所引起的屏流不规则波动的噪声为大，因此五极管用作放大器时，失真和噪声都比三极管大得多。

第二节　束射管

五极管中的二次电子发射所产生的影响，并不一定需要加一个抑制栅极才能消除，束射管就是这样的一种管子，它内部并没有抑制栅极，但是它具有与五极管相类似的特性曲线，目前应用很广。

束射管是利用帘栅极和屏极之间的空间电荷来克服二次发射的影响。我们知道，同性电荷之间有斥力。如果帘栅极和屏极间有足够多的空间电荷的话，在屏压低于帘栅压时，有可能使空间电荷对屏极发出的二次电子的斥力超过帘栅极对二次电子的吸引力，把屏极发出的二次电子斥回，从而起到抑制栅的作用。由此可见，要利用空间电荷来抑制二次电子，帘栅极和屏极之间需要有均匀而密集的电子流，束射管是在结构上采取了很多措施来满足这个要求的。

束射管的结构如图3—7(a)所示，它的结构特点是：(1)阴极做成矩形，有相当大的发射面积；阴极与栅极之间的间距相当均匀，因此由阴极发射出的电子流很大，而且也很均匀。(2)栅极和帘栅极在单位长度上的圈数相等，而且互相对齐。这样一方面可以减少帘栅流，因而减低了帘栅极上的功率损耗和温度；另一方面使电子流在栅丝间成束形射出，因而在帘栅极与屏极间获得密集而均匀的空间电荷。(3)帘栅极和屏极间的距离相当宽阔，使这个区域内的空间电荷增多。(4)帘栅极

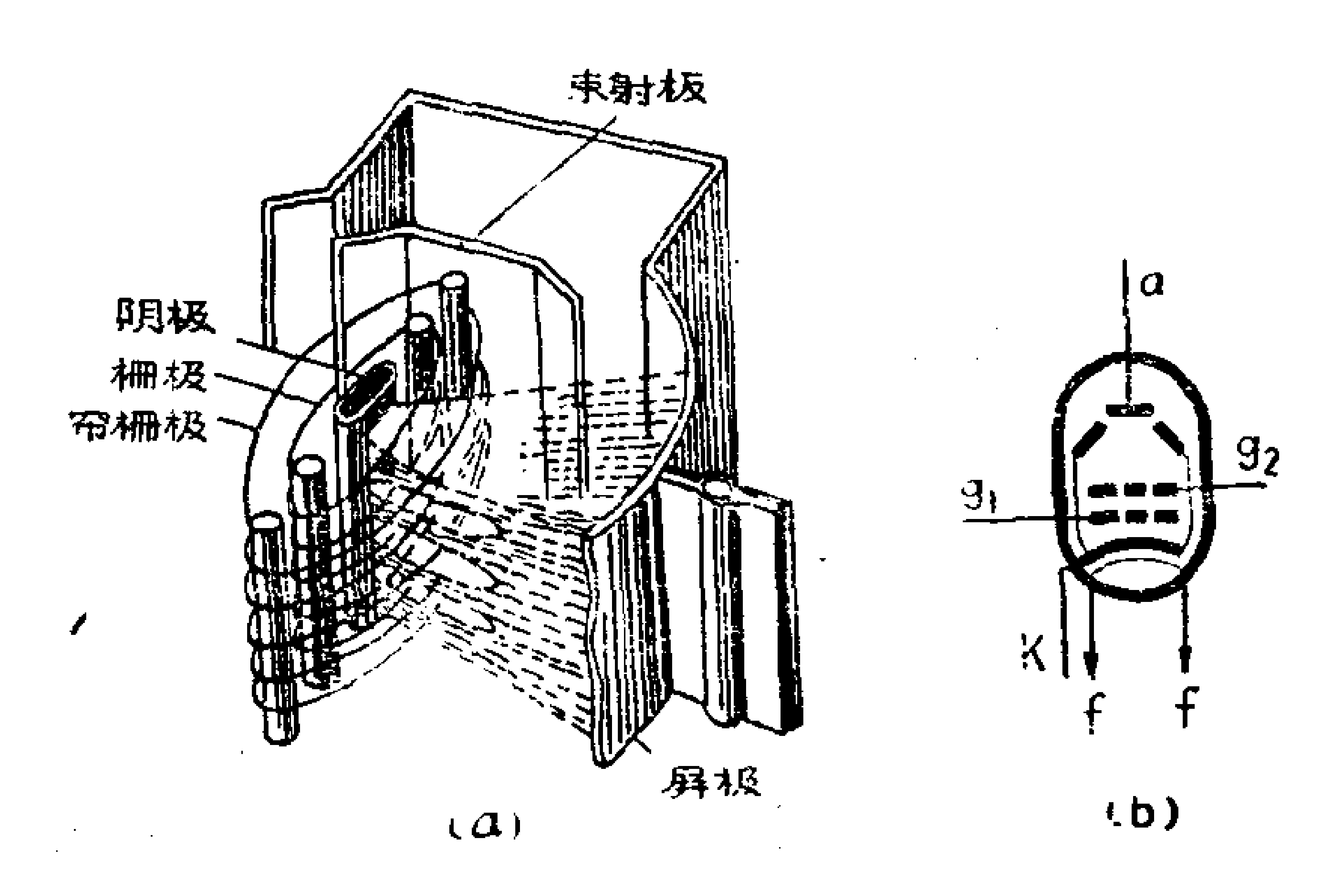


图 3—7 束射管的构造和代表符号

和屏极之间的两侧装置了一对束射板，它们与阴极相连接。束射板的作用是防止屏极上的二次电子从各个栅极支柱的两侧绕道流向帘栅极，同时使电子流向中间密集，增大空间电荷密度。

束射管的代表符号见图3—7(*b*)。图3—8是束射管的屏极特性曲线，可见它和五极管的屏极特性曲线很相似。所以通常都把它当作五极管来使用。

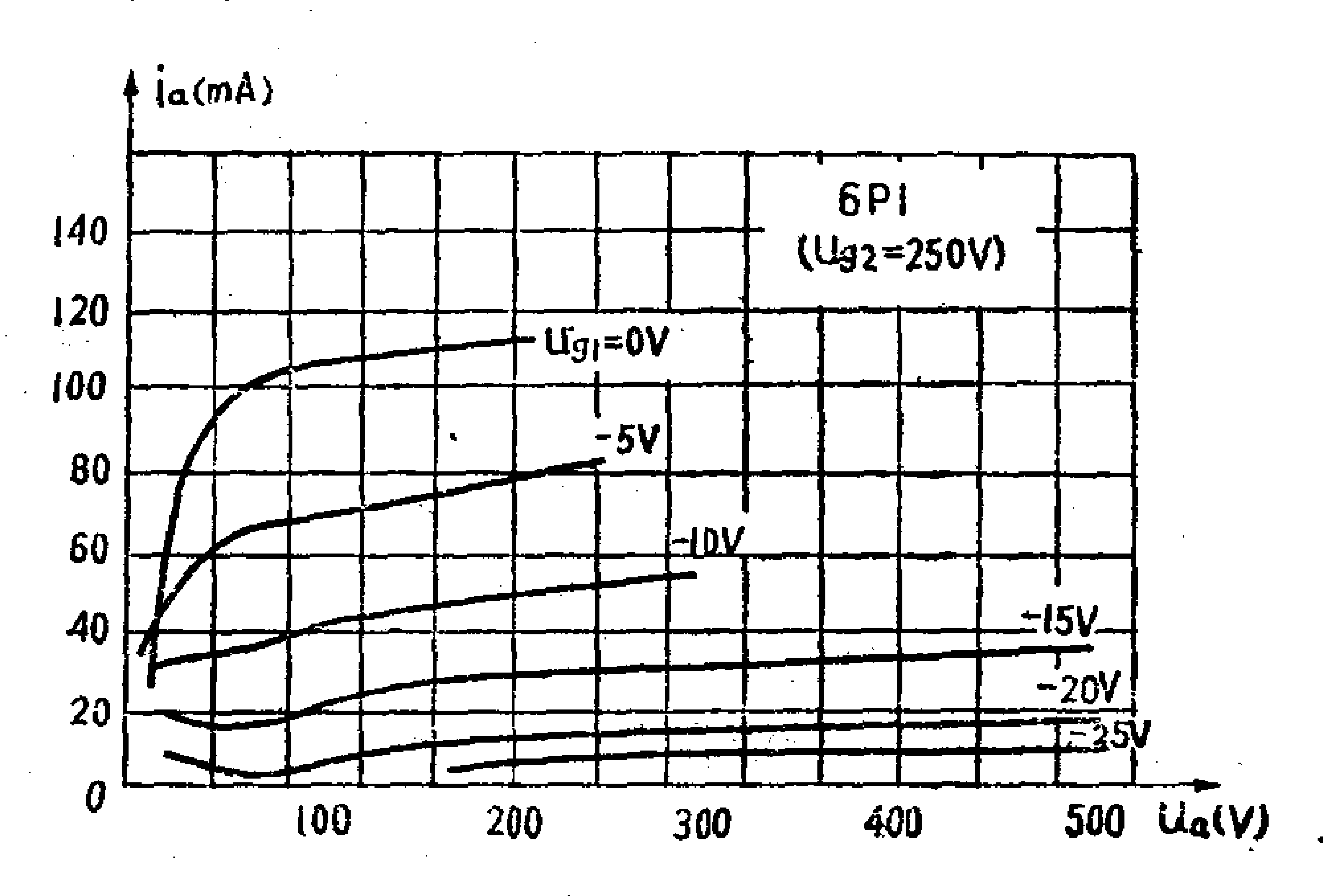


图 3—8 束射管的屏极特性曲线

本 章 小 结

五极管是在阴极和屏极之间装有三个栅极而成，第一栅是控制栅极，用来控制屏流以达到放大的目的；第二栅是帘栅极，用来减小跨路电容的影响；第三栅是抑制栅极，它的作用是阻止帘栅极和屏极间的二次电子转移。帘栅极对直流来说应接正电压，这样不致于影响电子的运动，对交流来说是通过旁路电容C_{g2}接地，以达到屏蔽的目的。抑制栅极通常和阴极相连，有些五极管已在管内连接好。

五极管除了跨路电容的影响很小而可以工作在较高的频率外，还因为有三个栅极的屏蔽作用而具有较大的放大系数和较大的内阻。

束射管是不用抑制栅而采用特殊的结构，使屏极与帘栅极间形成密集而均匀的空间电荷以抑制二次电子，它具有与五极管相似的特性。

习 题 与 思 考 题

1．说明五极管的构造和帘栅极、抑制栅极的功用。

2．试在同一图中画出三极管、五极管和束射管的屏极特性曲线，并比较它们的特性有什么不同。

3．在五极管或束射管中，如果没有屏压只加帘栅压会造成什么后果？

第四章　电压放大器

内　容　提　要

在这一章里，首先介绍电子管放大器的基本电路和它的工作原理以及基本的分析方法（即图解法和等效电路法），然后着重分析电压放大器中最普遍使用的阻容耦合放大器的性能，对于其他形式的电压放大器只作一般的介绍。

在通信设备中，往往需要将微弱的信号电压加以放大之后，去推动功率放大器，使负载得到所需要的信号功率。例如载波机中的线路放大器，就是先将变频器输出的微弱信号电压加以放大后，供给功率放大器使它能够输出足够大的信号功率送到外线去。在放大微弱的信号电压时，放大器的输入量与输出量都是电压，而输入、输出电流都是非常微小的，通常不予考虑，这类放大器称为电压放大器，这就是本章要介绍的主要内容。至于功率放大器，将放在下一章来介绍。

第一节　电压放大器的基本电路

一、简单的电压放大器电路

图4—1是一个简单的电压放大器电路。这个电路除灯丝回路外共有两个回路，一个是栅极回路，它包括直流电源 E_g、输入信号电压 u_{sr} 和电子管栅极至阴极的空间，E_g 是用来使电子

管的栅极电压有一定的偏移，以保证电子管有合适的工作状态，称为栅偏压，它的作用以后还要介绍。由于信号电压都是由栅极回路引入，所以栅极回路又称为输入回路。另一个是屏极回路，它包括直流电源E_a，屏极负载电阻R_a和电子管屏极至阴极的空间。E_a称为屏极电源，它使电子管屏极产生正电场以吸引从阴极发射的电子而形成屏流。当栅极回路加上信号电压u_{sr}时，将引起屏流i_a作较大的变化，i_a流过R_a时，它两端的电压降也是变化着的，因此使电子管屏极与阴极间的电压u_a也跟着变化，u_a的变化将比输入信号电压大好几倍，所以起到放大作用，如果没有R_a的话，电子管屏极与阴极间的电压将不会变化而恒等于屏极电源电压E_a，这样便得不到放大。因此R_a的作用是把变化的屏流转变为输出电压。

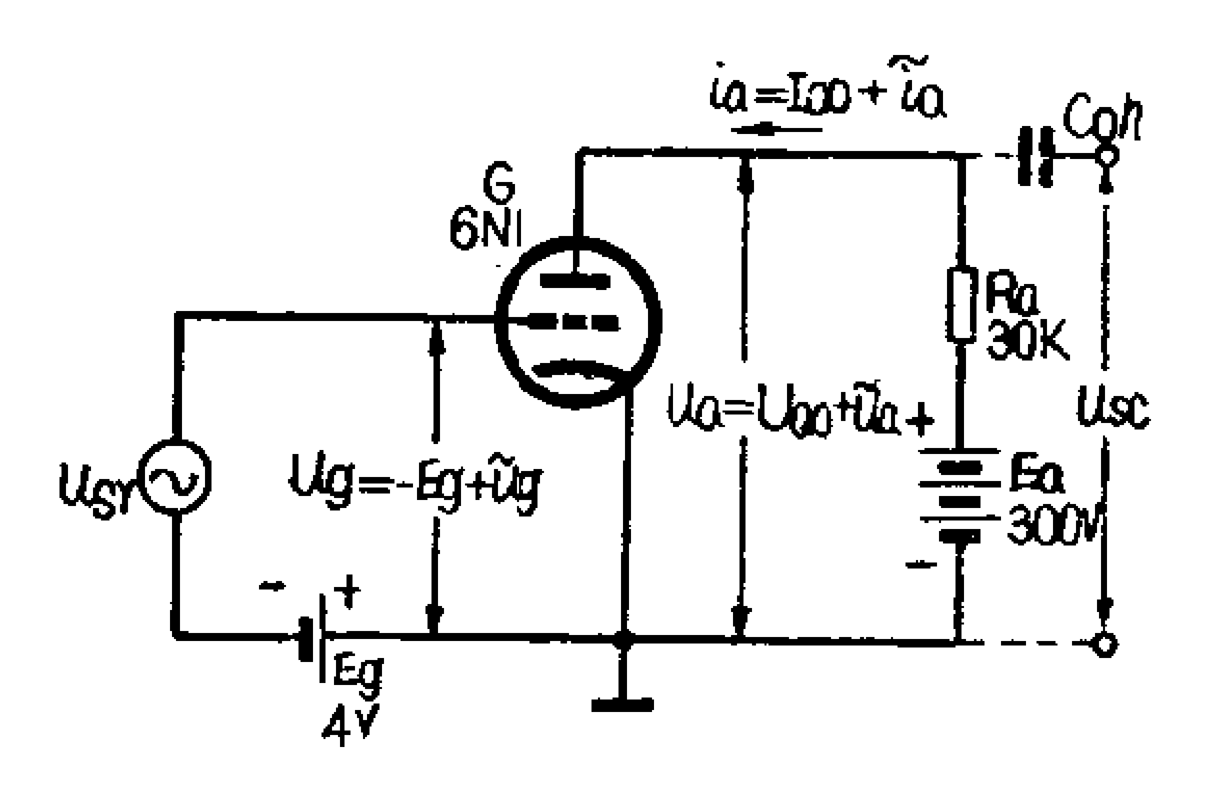


图 4—1 简单的电压放大器电路

在电子管电路中，通常把输入电压、输出电压以及电源的公共端称为“地”，以符号⊥表示（实际上并不一定真的接到大地上而是指接到机壳上），并且以地为零电位，作为电路中其余各点电位的参考点，电路中各点的电位如不特殊注明都是指该点相对于地的电位差。例如u_a就是指屏极对地的电压，其余类推。

二、放大器的基本工作原理

在对放大器的基本电路有了初步认识以后，下面再来了解它的工作过程。当栅极没有信号电压输入时，电子管处于静止的工作状态，它的输入回路和输出回路中的电压、电流都是直

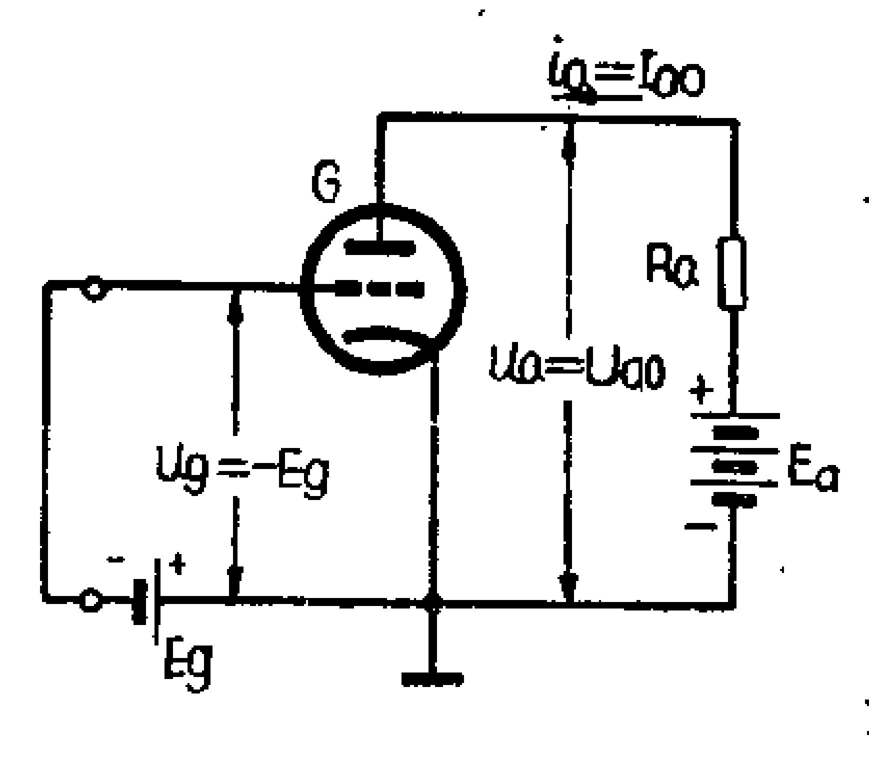


图 4—2 没有信号输入时，放大器各部分的电流电压

流，如图4—2所示，栅极回路只有栅偏压E_g，屏极回路有一定的直流屏流I_{a0}，由于I_{a0}通过负载电阻R_a产生了电压降$I_{a0}\times R_a$，因此实际上加在屏极与阴极间的电压是：$U_{a0}=E_a-I_{a0}\times R_a$。$I_{a0}$称为屏流直流分量，而$U_{a0}$称为屏压直流分量。

当栅极有正弦波电压u_{sr}输入时，则电子管栅极与阴极间的电压是：$u_g=-E_g+\tilde{u}_g=-E_g+u_{sr}$，就是在直流电压上叠加一个交流电压，它的波形如图4—3（a）所示，$\tilde{u}_g$是栅压的交流分量。由电子管的屏栅特性曲线可知，栅压增加时屏流增加，而栅压减小时屏流跟着减小，所以屏流也在直流分量I_{a0}的基础上发生变化，如图4—3（b），它的变化部分称为屏流交流分量，用$\tilde{i}_a$来表示。当屏流变化时，如屏流增加，R_a上的电压降增加，而E_a是固定不变的，所以u_a将相应地减小，反过来，屏流减小时，u_a将相应地增加，因此u_a也是在U_{a0}的基础上变化，不过变化方向刚好和屏流和栅压的变化方向相反，它的波形如图4—3（c）所示，同样，u_a的变化部分称为屏压的交流分量，用$\tilde{u}_a$表示。

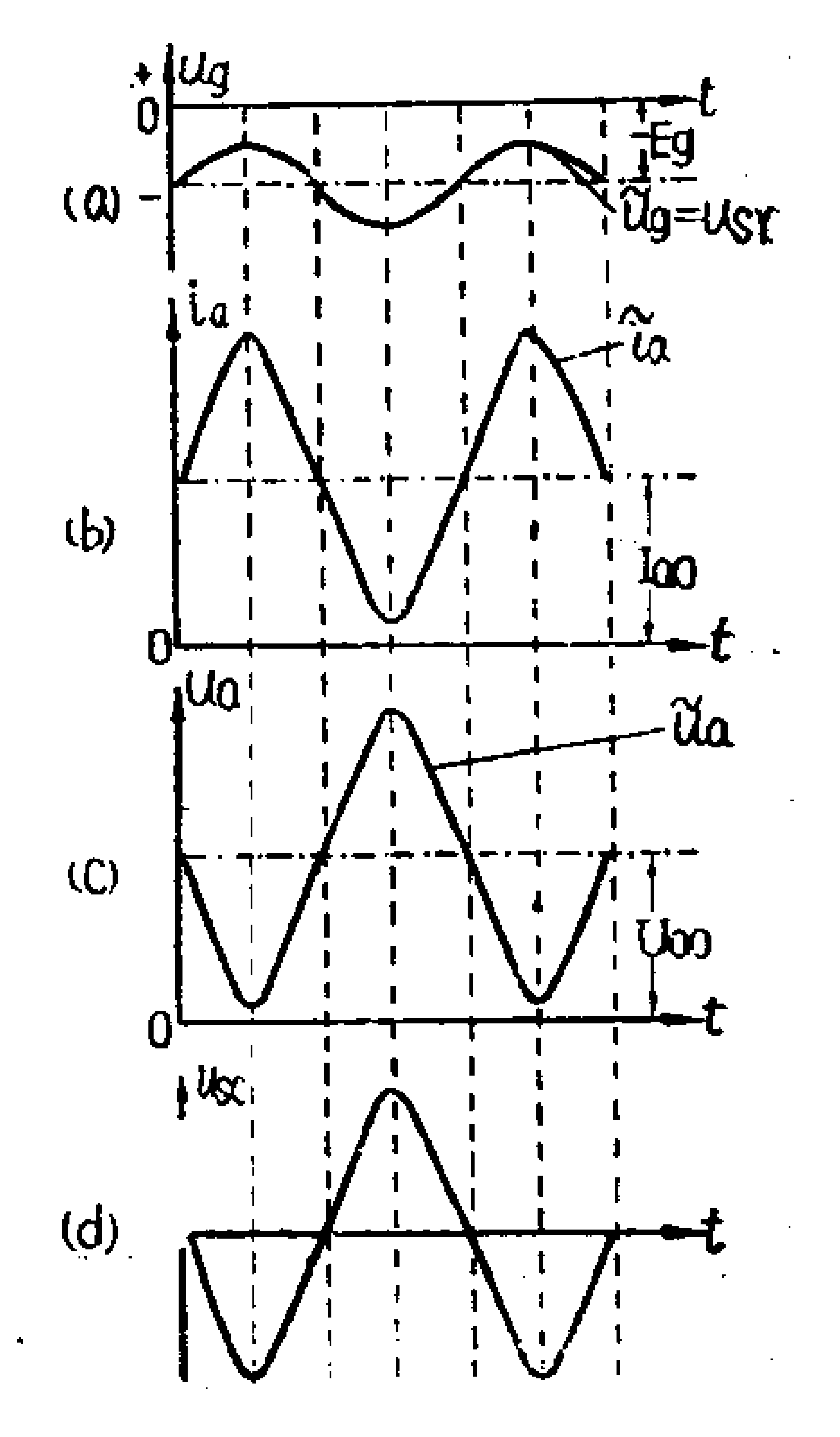


图 4—3 放大器各部分电流和电压的波形

如果在电子管屏极接上一个耦合电容C_{oh}，如图4—1中虚线所示，u_a的交流分量经过C_{oh}到达输出端，这就是得到放大的输出电压u_{sc}，而u_a的直流分量U_{a0}被C_{oh}所隔离，即$u_{sc}=\tilde{u}_a$，见

图4—3(d)。

从图4—3放大器各处的电流、电压波形可以看出：(1)如果电路元件选择得适当的话，输出电压u_{sc}和输入电压是同频率的正弦交流电压，而u_{sc}的幅度比u_{sr}大，这说明电路有放大电压的作用。(2)放大器的输出电压u_{sc}和输入电压u_{sr}的相位相反，即u_{sc}和u_{sr}在相位上相差180°，这种现象称为放大器的反相作用。(3)幅度比输入电压大很多的输出电压是屏极电源E_a提供的，它并不是把信号电压直接放大得来的。放大的过程是能量转换的过程，放大器就是利用电子管栅极的控制作用，把屏极电源供给电子管的直流电压，转换为与输入信号电压相似的交流电压。所以放大器实质上是一个能量控制装置，它是利用信号电源通过电子管的控制作用将供电电源的能量转换为我们所需要的形式以供给负载。

此外，从图4—3中还可以看出，电子管放大电路的一个重要的特点是电路中一般都同时存在着直流分量和交流分量两种成份，即电路中分成直流通道和交流通道。其中直流电流和电压(如I_{a0}，U_{a0}等)决定电子管的直流工作状态，而交流电流和电压(如$\tilde{i}_a$、u_{sr}、$\tilde{u}_g$、$\tilde{u}_a$、u_{sc}等)则代表着信号的变化情况。

第二节　放大器的基本分析方法

一、放大器的图解分析方法

我们知道，电子管的特性是可以用特性曲线来表示的，因此，我们可以利用电子管的静态特性曲线族来分析放大器的工作情况，这种分析方法就称为图解分析法。下面我们仍以图4—1的基本电路来说明。

1．静态工作情况

放大器在没有输入信号电压的情况下，电子管处于静止的工作状态，简称静态。这时它的输入回路和输出回路中的电压、电流的数值都是直流。

(1)静态工作点

现在先讨论当放大器中的电子管及其他参数都已知而且没有信号电压输入时的工作情况。如图4—1，电子管6N1组成的放大器中，$E_a=300$伏，$E_g=4$伏，$R_a=30$千欧。试求出此时屏流和屏压的静态值I_{a0}和U_{a0}。

我们暂时将放大器的屏极回路以AB线为界分成两部分如图4—4(a)所示。左边是电子管G部分，它的i_a与u_a的关系由图4—4(b)的

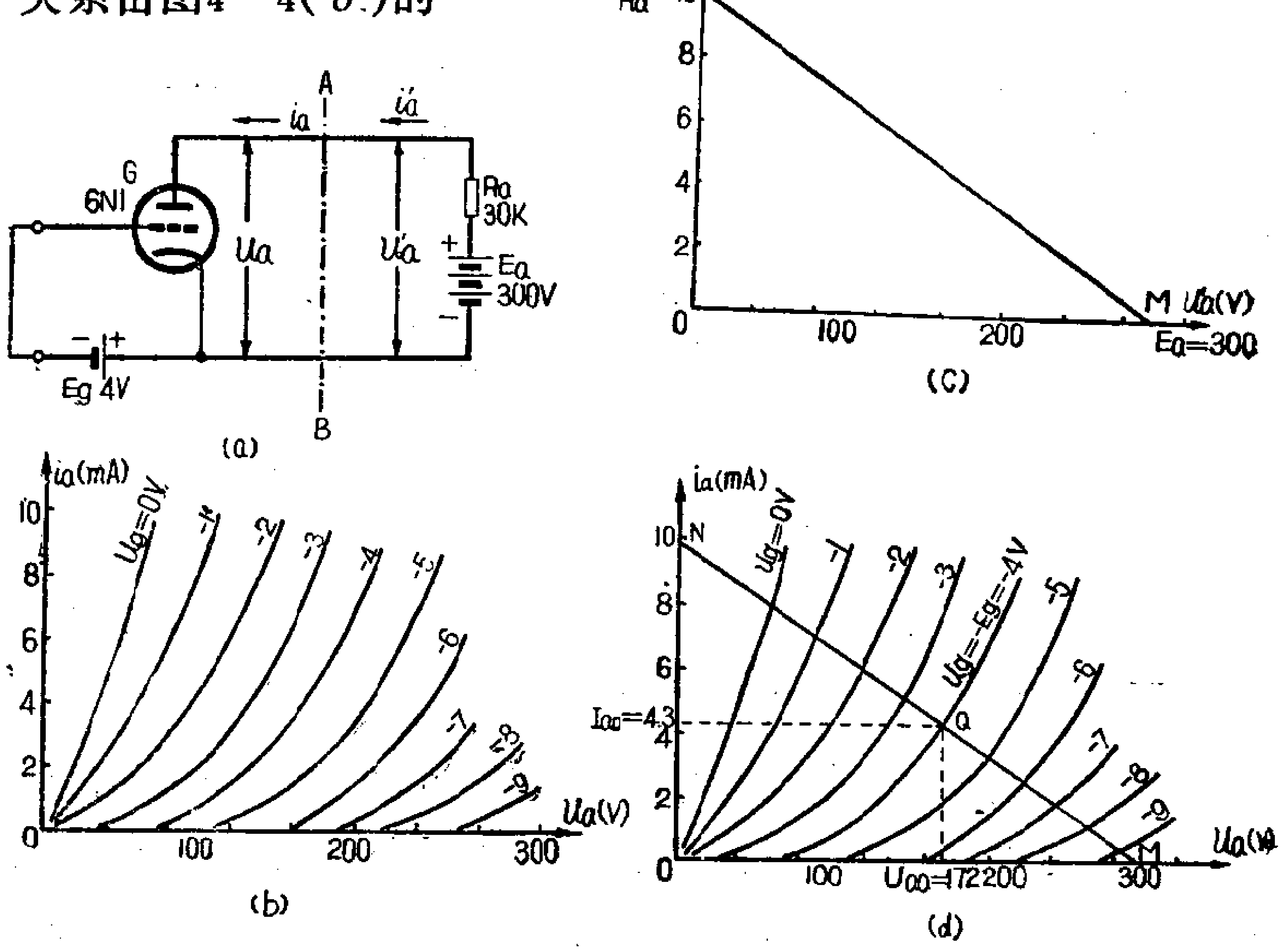


图 4—4　放大器的静态工作情况图解

电子管的屏极特性曲线所确定；右边是负载部分，由屏极电源E_a与屏极负载电阻R_a串联，它的端电压可以用克希荷夫定律得出

$$u_a' = E_a - i_a' \times R_a \tag{4—1}$$

或

$$i_a' = \frac{E_a - u_a'}{R_a} \tag{4—2}$$

根据这个方程可以在i_a'和u_a'的直角坐标系上相应地画出它的图形来。从上式可以看出，它是个一次方程，在数学上一次方程是代表一根直线。这直线的作法是：设$u_a' = 0$，则$i_a' = \frac{E_a}{R_a}$，即在纵坐标上找得一点N，它的大小等于$\frac{E_a}{R_a} = \frac{300}{30} = 10$毫安；再设$i_a' = 0$，则$\frac{E_a - u_a'}{R_a} = 0$，$u_a' = E_a = 300$伏，即在横坐标上300伏处的$M$点，连接$M$、$N$两点的直线，就代表了负载方面的情况，由于式(4—1)是电子管负载部分直流通道的方程，所以直线MN就称为放大器的直流负载线〔见图4—4(c)〕。实际上，在电路中$i_a' = i_a$，$u_a' = u_a$，也就是说，应当把图4—4(b)和(c)两组曲线合在一起，如图4—4(d)所示。

在已知栅偏压E_g的情况下，电子管肯定是工作在$u_g = -E_g$的那一条特定的屏极特性曲线上，同时，R_a与E_a串联的电路决定了工作时i_a和u_a又必须在直流负载线MN上。要同时满足这两个条件，在整个直角坐标系上只有一个特定的点，这个点就是直流负载线MN与$u_g = -E_g = -4$伏的屏极特性曲线相交的交点Q，所以Q点称为放大器的静态工作点。对应于静态工作点Q的屏流及屏压值分别为$I_{a0} = 4.3$毫安及$U_{a0} = 172$伏，这就是屏流和屏压的静态值。静态工作点表示要使放大器中的电子管能够正常地工作，必须在电子管的各电极间加上适当的直流工作电压(如U_{a0}和E_g)，那么当放大器加入交流信号电压时，

电子管各极间的电压和电流的变化就会由静态时的I_{a0}、U_{a0}和E_g等值开始而变化。

(2)电路参数对直流负载线与静态工作点的影响

上面我们分析了一个参数已给定的放大器的负载线与工作点，而当电路参数改变时，负载线与工作点也要随着改变。通常这些影响有以下两个方面：

(一)栅偏压E_g的影响，如果保持屏极电源电压E_a和屏极负载电阻R_a不变，而变动栅偏压E_g的数值。因为对应于不同的栅压情况下，电子管的屏流和屏压之间的关系也不同，静态工作点将会变动。如在图4—5中，设栅压由$u_g=-E_g$增加到$u_g=-E_{g2}$，此时静态工作点在Q_2处，如果栅压再增加到$u_g=-E_{g1}$时，则静态工作点的位置移至Q_1处。反过来，当栅压分别降低到$u_g=-E_{g3}$和$u_g=-E_{g4}$时，则静态工作点的位置一定在Q_3和Q_4处。

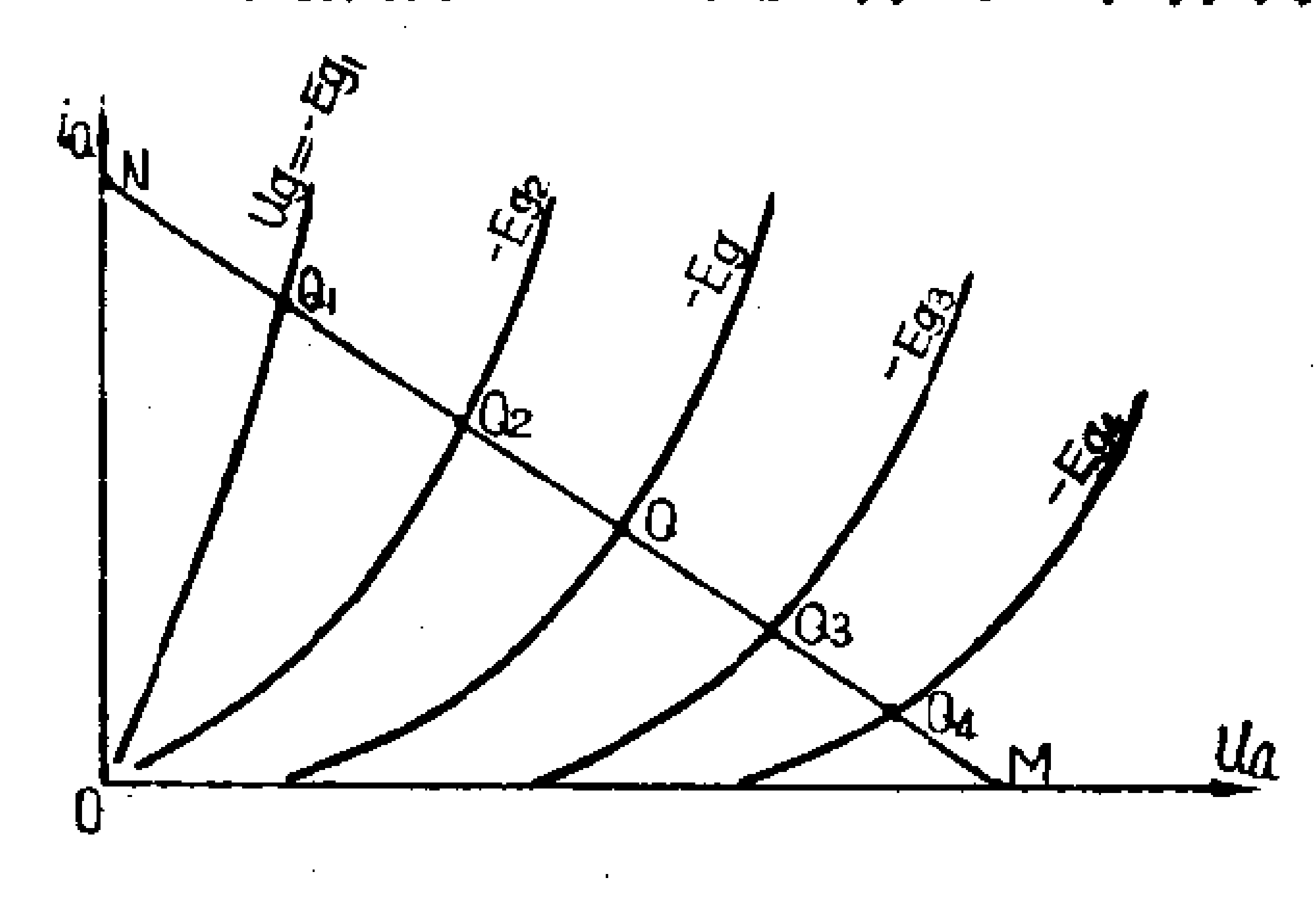


图 4—5 栅偏压对工作点的影响

可见在E_a和R_a固定的情况下，由式(4—1)所决定的直流负载线是不变的，电子管的工作点就由栅偏压来决定，随着栅偏压值的改变，必然引起静态工作点位置的改变，但是静态工作点位置的变化始终是在直流负载MN线上。

(二)屏极负载电阻的影响，如果保持其他条件不变，而改变屏极负载电阻R_a时，则直流负载线与纵坐标的交点N($u_a=0$，$i_a=\frac{E_a}{R_a}$)将沿着纵坐标轴而上下移动。例如减小R_a，则交点从N点上移到N'点，而增大R_a时，交点从N点下移到N''

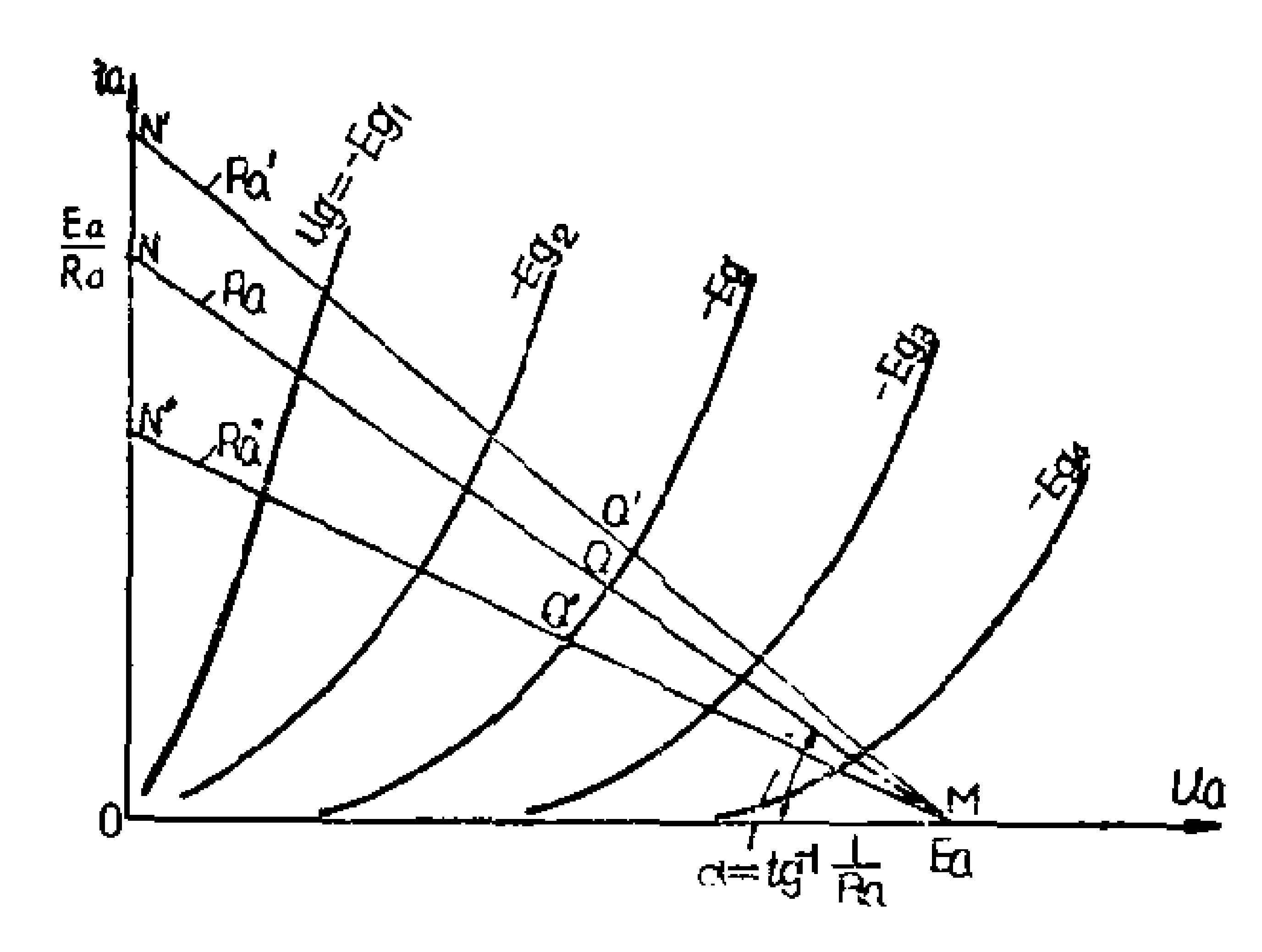


图 4—6 负载电阻对负载线的影响

处，见图4—6。换句话说，R_a的数值改变时，直流负载线与横坐标的夹角α也改变，我们把α的正切$tg\alpha$称为负载线的斜率，从图4—6中可以得到

$$tg\alpha=\frac{ON}{OM}=\frac{\frac{E_a}{R_a}}{E_a}=\frac{1}{R_a} \qquad (4-3)$$

或

$$\alpha=tg^{-1}\frac{1}{R_a} \qquad (4-4)$$

由式(4—3)可以看出直流负载线的斜率与电源电压E_a无关，而仅仅决定于屏极负载电阻的大小。R_a愈小，负载线的斜率愈大，即负载线变得更陡，如图中的MN'。反过来，如果增大R_a，则负载线的斜率减小，即负载线变得平直些，如图中的MN''。

此外，从图4—6还可以看到，负载线的斜率改变时，静态工作点也相应地改变，如图中的Q、Q'和Q''。

2.动态工作情况

现在再来看看电子管栅极回路有信号电压输入时的工作情况，我们把电子管有信号输入时的工作情况称为动态工作情况。图4—7是图4—1放大器的动态工作情况的图解。设在图4—1的电路中，输入信号电压是正弦波，即$u_{sr}=\tilde{u}_g=u_{gm}\sin\omega t=2\sin\omega t$，则作用在电子管栅极与阴极之间的总电压

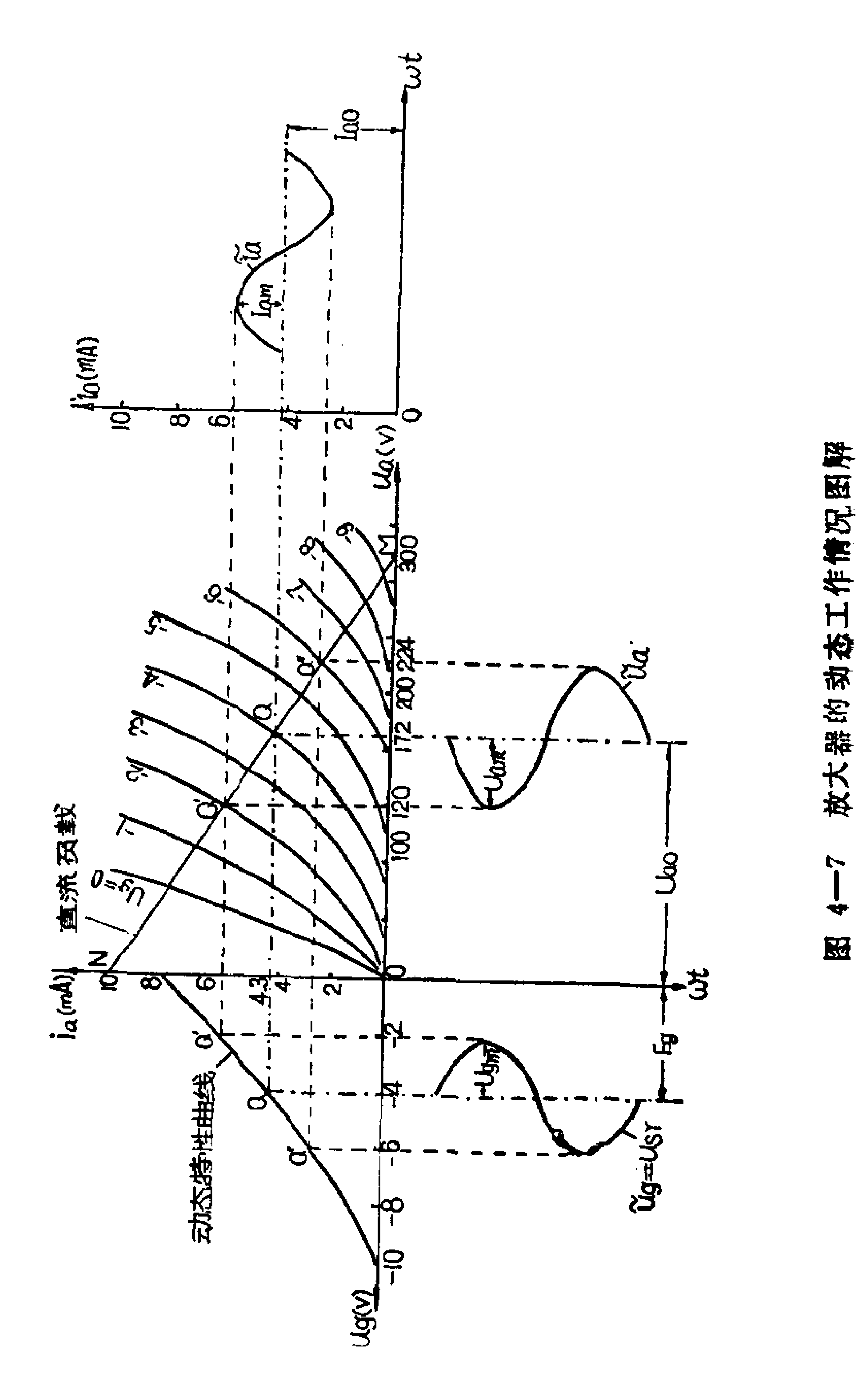


图 4—7　放大器的动态工作情况图解

为　　　$u_g = -E_g + \tilde{u}_g = -E_g + U_{gm}\sin\omega t = -4 + 2\sin\omega t$

为了画出当栅极回路有正弦波信号电压输入时的屏流 i_a 及屏压 u_a 的波形，首先要画出电子管在接上负载电阻 R_a 时的屏栅特性曲线，称为动态屏栅特性曲线，简称动态特性曲线，而不能用第二章所介绍的静态屏栅特性曲线，因为那是在电子管未接负载

的情况下作出的。动态特性曲线的作法示于图4—8中，直流负载线与屏极特性曲线族相交于一系列的点上(如Q、Q_1、Q_2、

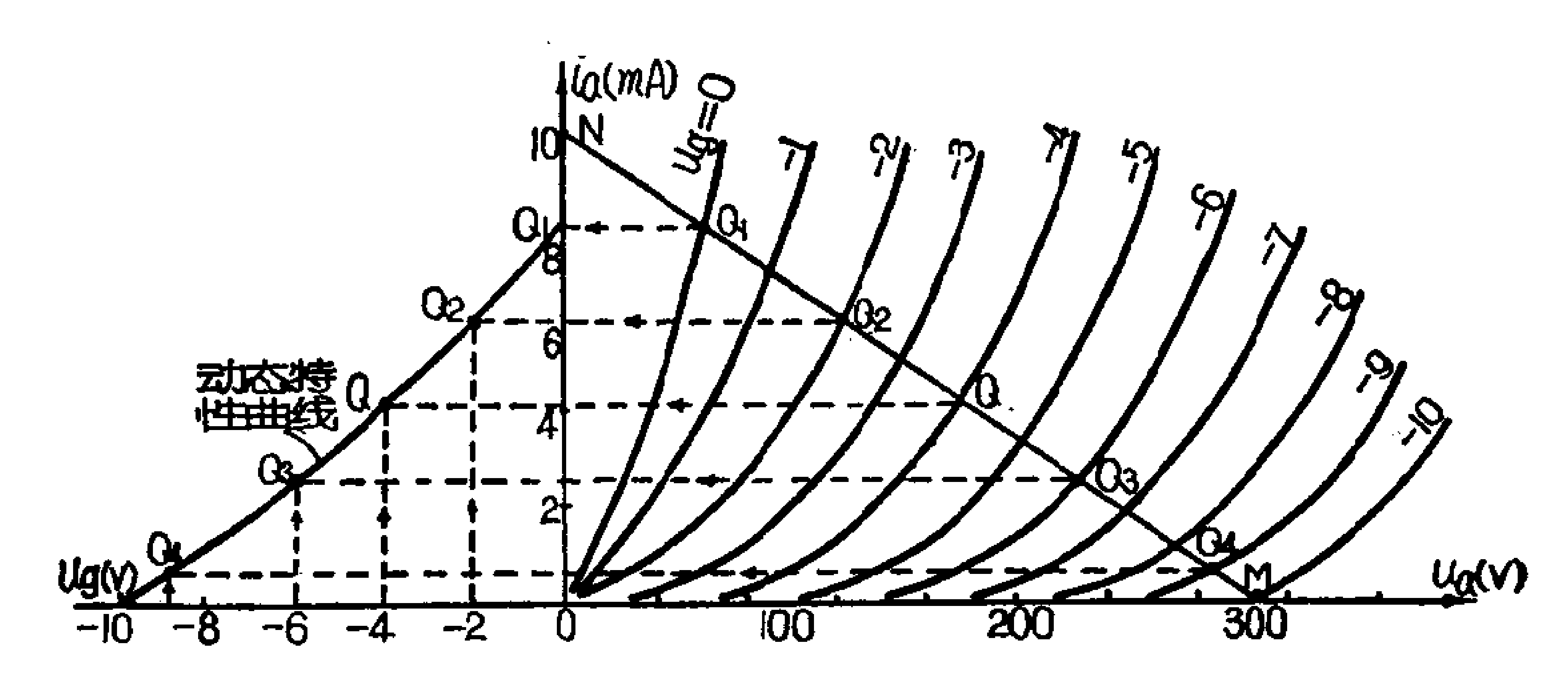


图 4—8 由直流负载线求动态特性曲线

Q_3、Q_4)，这样就得到不同的栅压u_g时所对应的屏流i_a值。把这些u_g值和它所对应的i_a值逐点地绘在i_a—u_g坐标上，便得到该R_a值时的动态特性曲线。例如通过在屏极特性曲线族上$u_g=-4$伏的曲线与直流负载线MN的交点Q，作水平线与i_a—u_g坐标上$u_g=-4$伏的垂直线的交点Q，就是动态特性曲线上对应的一点，按同样的方法分别求出Q_1、Q_2、Q_3和Q_4等各点，将这些点连起来就是电子管6N1当$E_a=300$伏、$R_a=30$千欧时的动态特性曲线。其中Q点就是动态特性曲线上的工作点。

动态特性曲线求出来后，就可以画出屏流i_a及屏压u_a的波形了。这种作图的方法示于图4—7上，首先作出u_g—ωt、i_a—ωt和u_a—ωt三个坐标系，然后在u_g—ωt坐标系上作出$u_g=-E_g+\widetilde{u}_g$的波形，再分别求出屏流i_a和屏压u_a的波形。图中表示：当$\widetilde{u}_g=0$时，电路处于静止状态，这和前面讨论静态工作情况时相同。当加上u_{sr}($=\widetilde{u}_g$)后，u_g、i_a及u_a的数值都相应地发生了变化。在前述的例中，u_g的变化为±2伏，所以电子管只能工

作在u_g＝－4±2伏（即u_g＝－6～－2伏）的特性曲线范围内；又因为电子管的输出回路规定了它必须在直流负载线MN上工作，所以电子管必然只能在直流负载线的$Q'Q''$线段上工作。其中Q'点是负载线与u_g＝－2伏的那一条特性曲线的交点，而Q''点则是负载线与u_g＝－6伏的那一条特性曲线的交点。

在$\tilde{u}_g$正半周时，$\tilde{u}_g$由0增大到峰值（2伏），电子管的工作点将由Q点沿着直流负载线移动到Q'点，相应的$\tilde{i}_a$由0增大到峰值，而$\tilde{u}_a$则从0减小到负的峰值；然后$\tilde{u}_g$由峰值减小到0，电子管的工作点则由Q'沿着负载线回到Q点，相应的$\tilde{i}_a$也由峰值减小到0，而$\tilde{u}_a$则从负的峰值重新回到0。负半周的情况和正半周相类似，对应于$\tilde{u}_g$的变化，电子管的工作点先由Q点移到Q''点，再由Q''点回到Q点。

从图中可以很明显地看出：如果电子管的屏极特性曲线族的工作部分近似地为一组等距离的平行直线，所得到的动态特性曲线也是一条直线，那么在$\tilde{u}_g$为正弦波电压的情况下，屏流i_a中的交流分量$\tilde{i}_a$及屏压u_a中的交流分量$\tilde{u}_a$均接近于正弦波。这种工作情况称为线性工作情况。而实际上电子管的特性曲线不完全是直线，也就是说，$\tilde{i}_a$和$\tilde{u}_a$的波形并不完全与$\tilde{u}_g$相同，这种现象称为非线性失真，这是我们要尽量避免的。

如果把图4—7的电流和电压的波形绘于同一时间轴上，便可得到图4—9的电流、电压波形，图中$\tilde{i}_a$与$\tilde{u}_g$同相，而$\tilde{u}_a$与$\tilde{u}_g$则反相（相位相差180°）。可见图4—9与图4—3的结果是完全一致的，但图4—3只能从概念上说明电子管作放大器时大致的工作情况，如果要作定量分析时，就要用上述的动态工作情况图解方法来进行。

3．用图解法求放大器的放大倍数

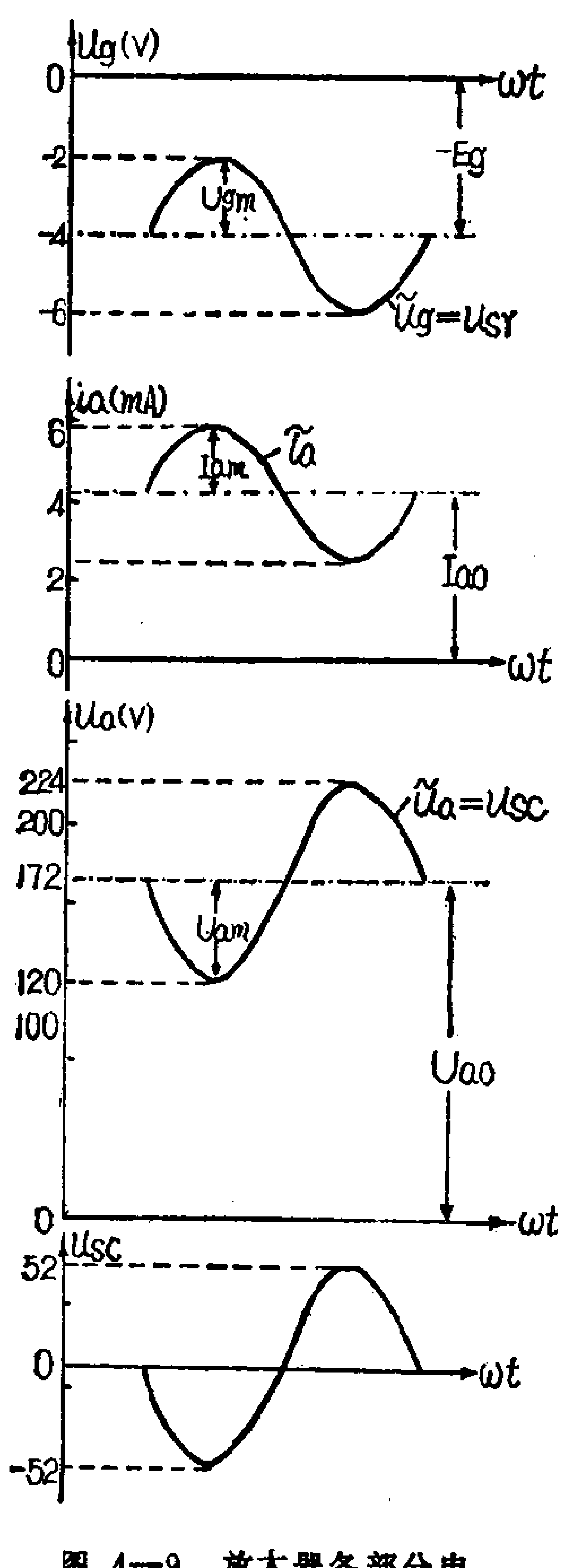


图 4—9 放大器各部分电流和电压的波形

在放大器中，电压放大倍数的定义是放大器输出正弦波电压与输入正弦波电压的复数值之比，简称放大倍数，即

$$\dot{K}=\frac{\dot{U}_{sc}}{\dot{U}_{sr}} \qquad (4—5)$$

所以放大倍数$\dot{K}$是一个复数，它的绝对值表示放大器输出电压与输入电压的有效值之比

$$K=|\dot{K}|=\frac{U_{sc}}{U_{sr}} \qquad (4—6)$$

它表示放大器对信号电压放大的能力。而$\dot{K}$的相位差则表示放大器输出电压与输入电压之间的相位差。

在用图解法求放大倍数时，可用下式来计算

$$\dot{K}=\frac{\text{输出电压变化量}}{\text{输入电压变化量}} \qquad (4—7)$$

因此在图 4 —7 中，可求出图 4 — 1 所示放大器的放大倍数

$$\dot{K}=\frac{\Delta u_a}{\Delta u_g}=\frac{120-(172)}{-2-(-4)}$$

$$=\frac{-52}{2}=-26$$

这个负数的意义是当输入电压增加时(由0至+2伏)输出电压却减少(由172至120伏)，如果输入电压和输出电压都是正弦波，

它们之间的相位差是180°，这就是前面所提到的放大器的反相作用。

4. 栅偏压的作用和栅偏压电路

在一般放大器电路中(如图4—1)，输入回路都要接上栅偏压E_g，它的正极接电子管阴极，使电子管的栅极电位比阴极为负。栅偏压的作用首先是使电子管在通常工作时栅极电位始终低于阴极电位，这样使电子不能由阴极跑至栅极，所以栅极回路中没有栅流。栅偏压的另一个作用是使电子管有一个合适的工作点，在前面的讨论中我们已经知道，当屏极电源电压E_a和屏极负载电阻R_a一定时，工作点Q就由栅偏压E_g来决定，而工作点的位置对放大器工作是有很大影响的，这可由图 4—10 来说明。当栅偏压选得太负时，如图4—10(a)中的E_{g1}，这时工

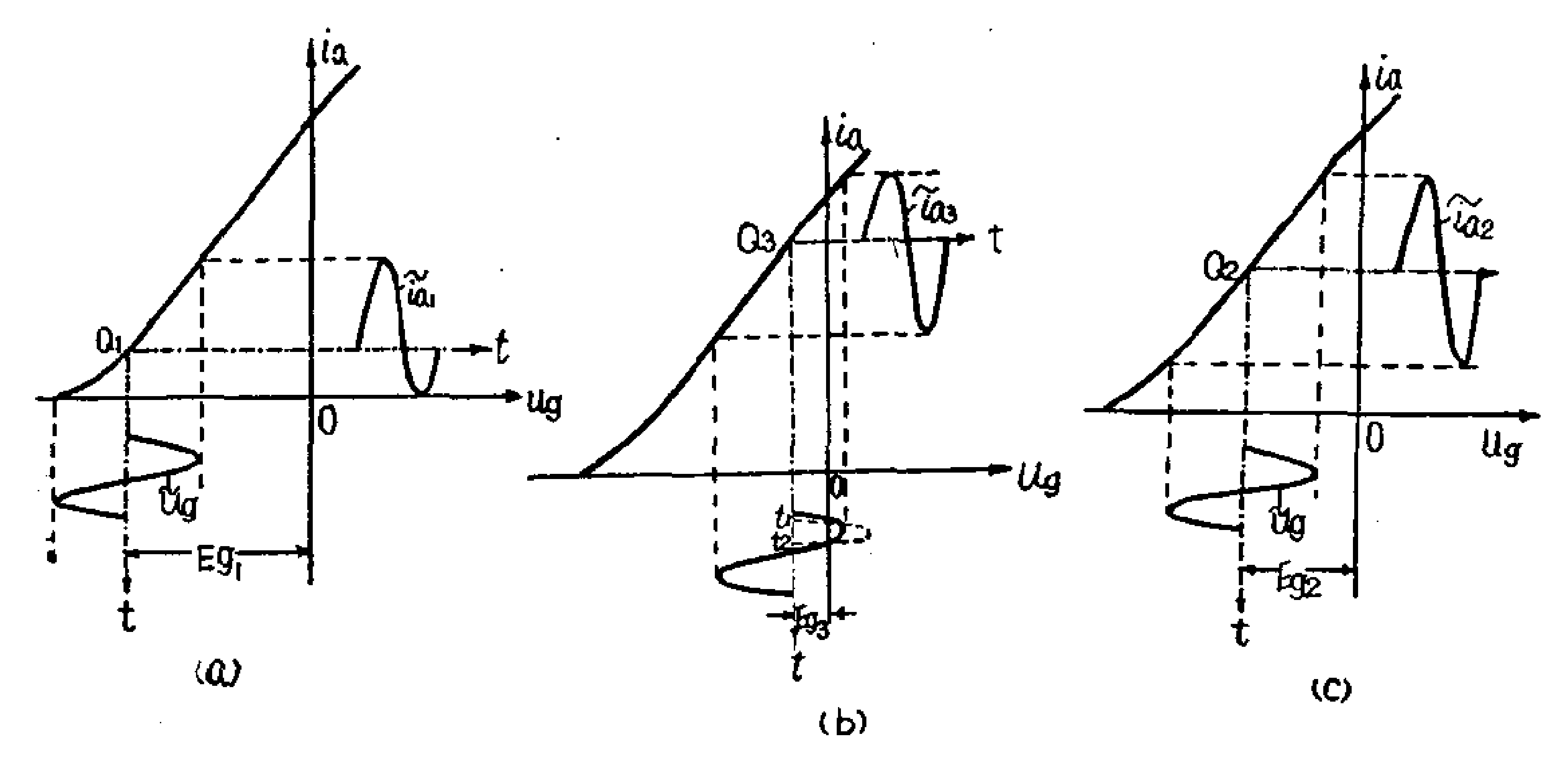


图 4—10 工作点位置对非线性失真的影响

作点 Q_1 的位置过低，由于动态特性曲线靠近屏流截止处是弯曲的，使得屏流波形负半周的幅度小于正半周，如图中的$\tilde{i}_{a1}$，这就说明非线性失真很大。如果栅偏压太小，如图 4—10(b)的E_{g3}，工作点Q_3 的位置又过高，则输入信号正半周幅度较大的一段时间内（如图中的 t_1至 t_2），栅极电位高于阴极电位而

在栅极回路中引起栅流i_g，i_g在通过输入信号电源e_x的内阻R_x时产生一电压降，如图4—11所示，这样在t_1至t_2时间内真正加到电子管栅极与阴极间的信号电压

$$u_{sr}=e_x-i_g\times R_X$$

将小于信号电源电势e_x，而在其余的时间，因为i_g等于零，u_{sr}是等于e_x的，这说明在出现栅流时，信号电压幅度减小使它的波峰变平而形成失真，这种失真是未经放大之前就已产生了的，它使得屏流波形也发生波峰变平的不对称失真。显然只有适当选择栅偏压使工作点位于动态特性曲线的直线部分中点的位置，如图4-10(c)中Q_2处，屏流波形才是对称的，因而失真最小。由此可见，栅偏压在放大器电路中不但是必要的，而且还要适当地选择它的大小，如图4-10(c)中的E_{g2}，才能避免产生非线性失真。

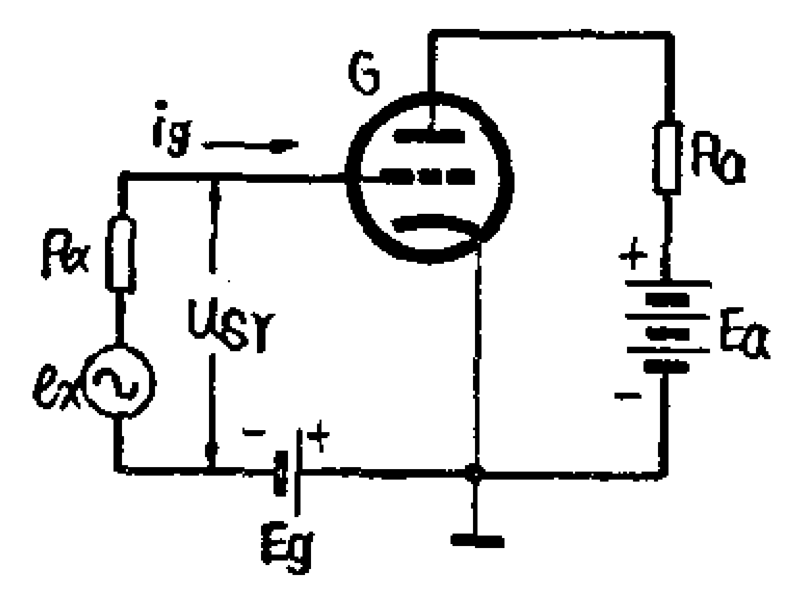


图 4—11 电子管工作在有栅流时的情况

在图4—1的电路中，栅偏压是由一固定电源E_g来供给，这在实用上感到不大方便而且也不经济。通常是在电子管的阴极电路内接上一个阴极电阻R_K来代替E_g，如图 4—12(a)所示。当屏流i_a流过R_K时，在它的两端产生电压降，它的极性是阴极为正、地为负，这个电压降使栅极对阴极的电位为负，起到栅偏压的作用。但是当栅极回路有信号电压输入时，由于屏流i_a除了直流分量I_{a0}外，还产生了交流分量$\tilde{i}_a$，这样R_K两端所产生的电压降也要发生变化，这时R_K两端的电压将变成不稳定而

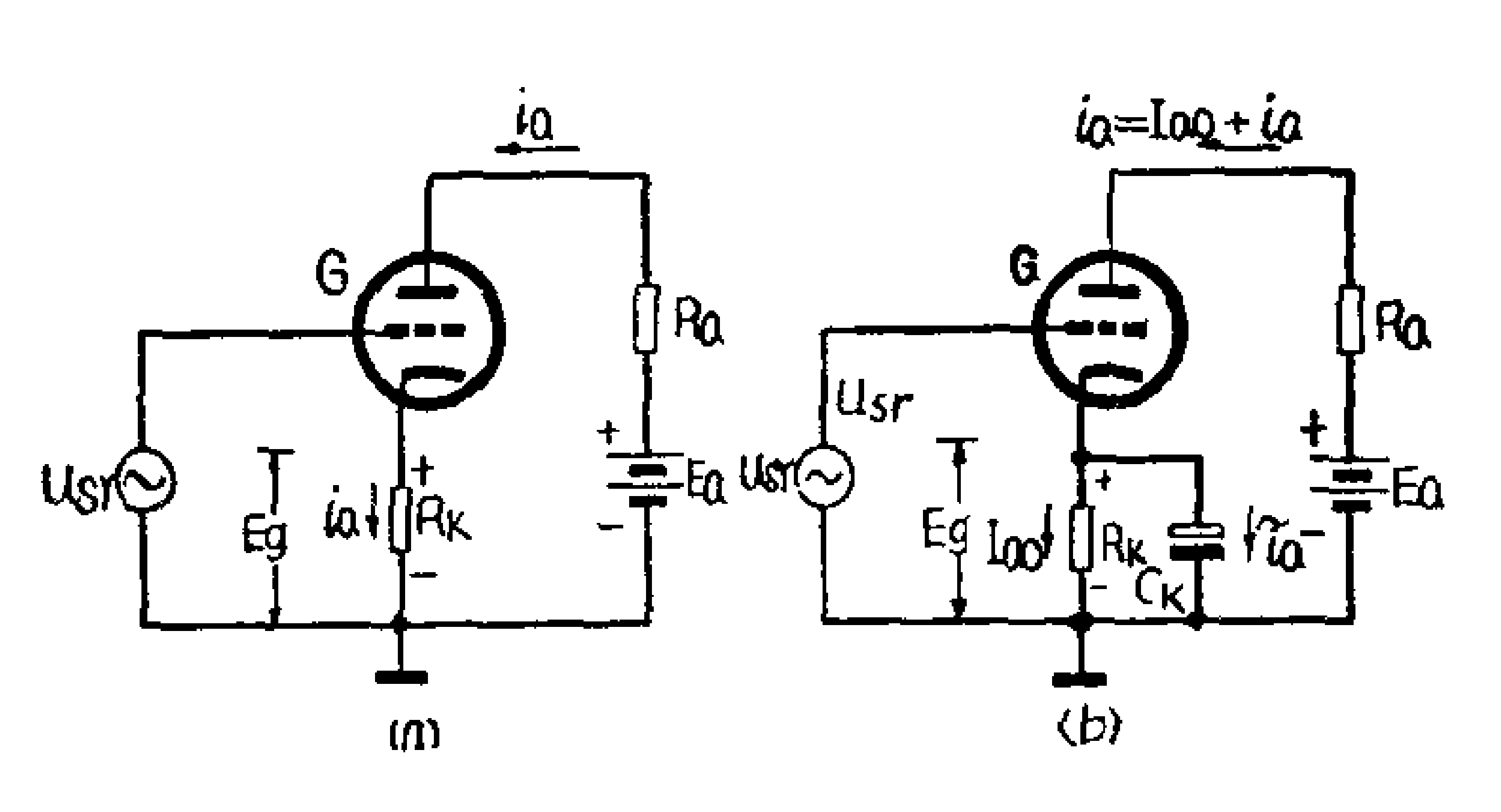


图 4—12 自生偏压电路

不能起到栅偏压的作用。如果在 R_K 两端并联一个足够大的电容C_K如图4—12(*b*)所示，当容抗$\frac{1}{\omega C_K}\ll R_K$时，则可使$i_a$中的直流分量$I_{a0}$只流过 R_K，而交流分量 $\tilde{i}_a$ 绝大部分经过C_K，在R_K C_K并联回路两端的电压基本上是稳定不变的，这与固定电源E_g的作用相同。这种电路称为自生栅偏压电路或简称自偏压电路。

当所需要的栅偏压值和电子管屏流的直流分量已知时，阴极电阻 R_K 的值就很容易通过下式来计算

$$R_K=\frac{E_g}{I_{a0}} \tag{4—8}$$

当使用五极管时，因为流过阴极的电流除屏流外，还有帘栅流，所以要用阴极电流来计算，它的直流分量为屏流的直流分量 I_{a0} 和帘栅流的直流分量I_{g20}之和，因此五极管的阴极电阻值为

$$R_K=\frac{E_g}{I_{a0}+I_{g20}} \tag{4—9}$$

阴极旁路电容 C_K 值的选择，原则上应使它在信号的最低频率f_d时的容抗，小于或等于R_K值的三分之一左右，即

$$\frac{1}{2\pi f_d C_K}\leqslant\frac{1}{3}R_K$$

所以

$$C_K\geqslant\frac{3}{2\pi f_d R_K} \tag{4—10}$$

5. 交流负载线

在第一节中我们已提到，在电子管屏极接上一个耦合电容C_{oA}，就可以隔离屏压的直流分量而使放大了的交流分量通过。同时放大器的输出端一般都接上一个电阻 R_t，如图 4—13(*a*)所示，这样的放大器称为阻容耦合放大器。

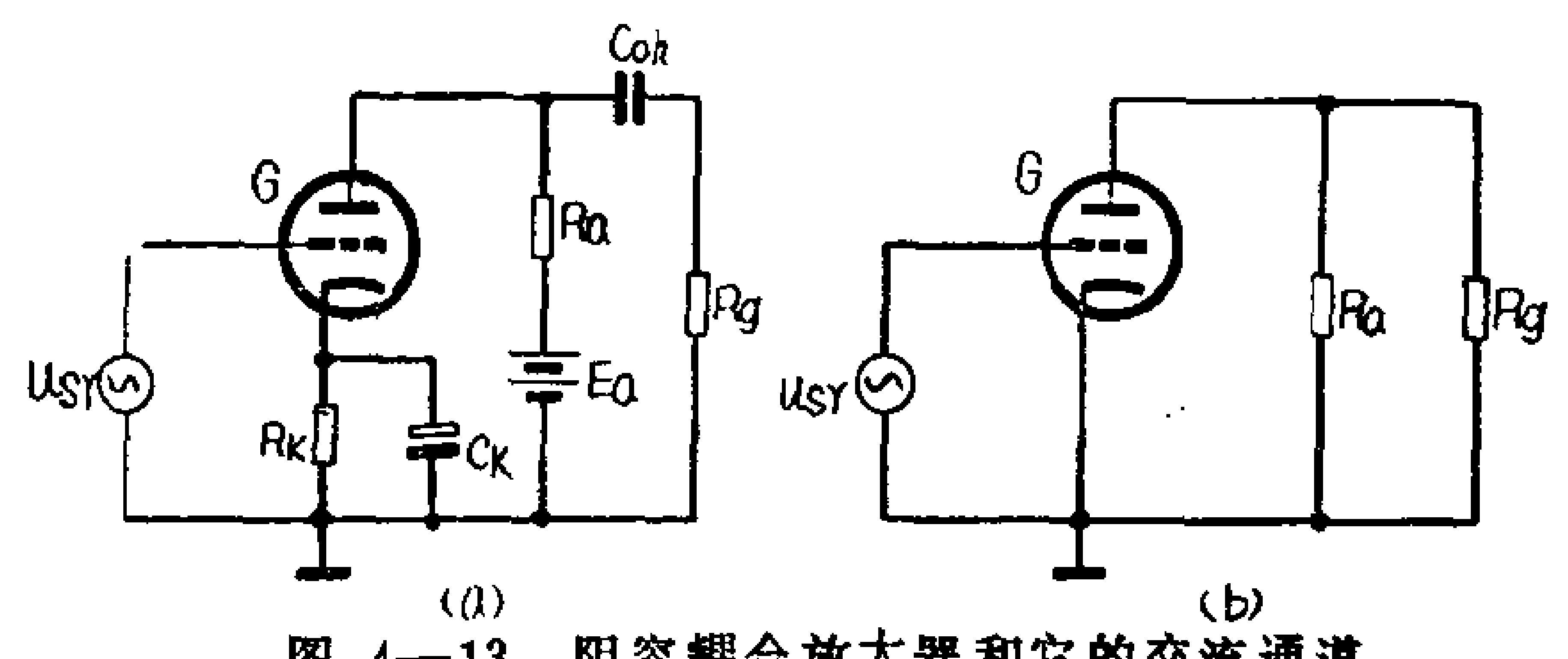


图 4—13 阻容耦合放大器和它的交流通道

在阻容耦合放大器中，由于C_{oh}的隔直流作用，R_g对放大器的直流通道没有影响，所以直流负载线和静态工作点仍和前面讨论的一样。在动态工作情况下，屏压的交流分量$\tilde{u}_a$将同时作用在两个并联回路上：一个是原来的，经过R_a和E_a形成的回路，另一个则是经过耦合电容C_{oh}与电阻R_g形成的回路，如果C_{oh}的容量足够大而略去它的容抗，就得到如图4—12(*b*)所示的交流通道。也就是说$\tilde{u}_a$实际上作用于R_a与R_g并联电阻上，我们把R_a与R_g的并联值R_{fz}称为总负载电阻，即

$$R_{fz}=\frac{R_a\times R_g}{R_a+R_g}$$

所以对于交流信号，负载线的斜率不再是$\frac{1}{R_a}$而是$\frac{1}{R_{fz}}$。由于$R_{fz}<R_a$，所以在交流工作情况下的负载线总是比直流负载线更陡一些。代表R_{fz}的负载线就称为交流负载线。以上的分析说明，放大器在接上C_{oh}及R_g以后，屏流的交流分量$\tilde{i}_a$一部分被R_g所分流，因此在相同的输入信号作用下，输出电压$\tilde{u}_a$的幅度将减小。换句话说，在这种情况下，放大器的放大倍数将下降，R_g愈小，分流作用愈显著，放大倍数下降也愈多。

下面说明一下交流负载线的作法。图4—13的电路除了接上C_{oh}和R_g外，其他条件与图4—1相同，所以直流负载线MN和静态工作点Q也与图4—4(*d*)一样。而交流负载线是在上述基础上作出来的，如图4—14所示。

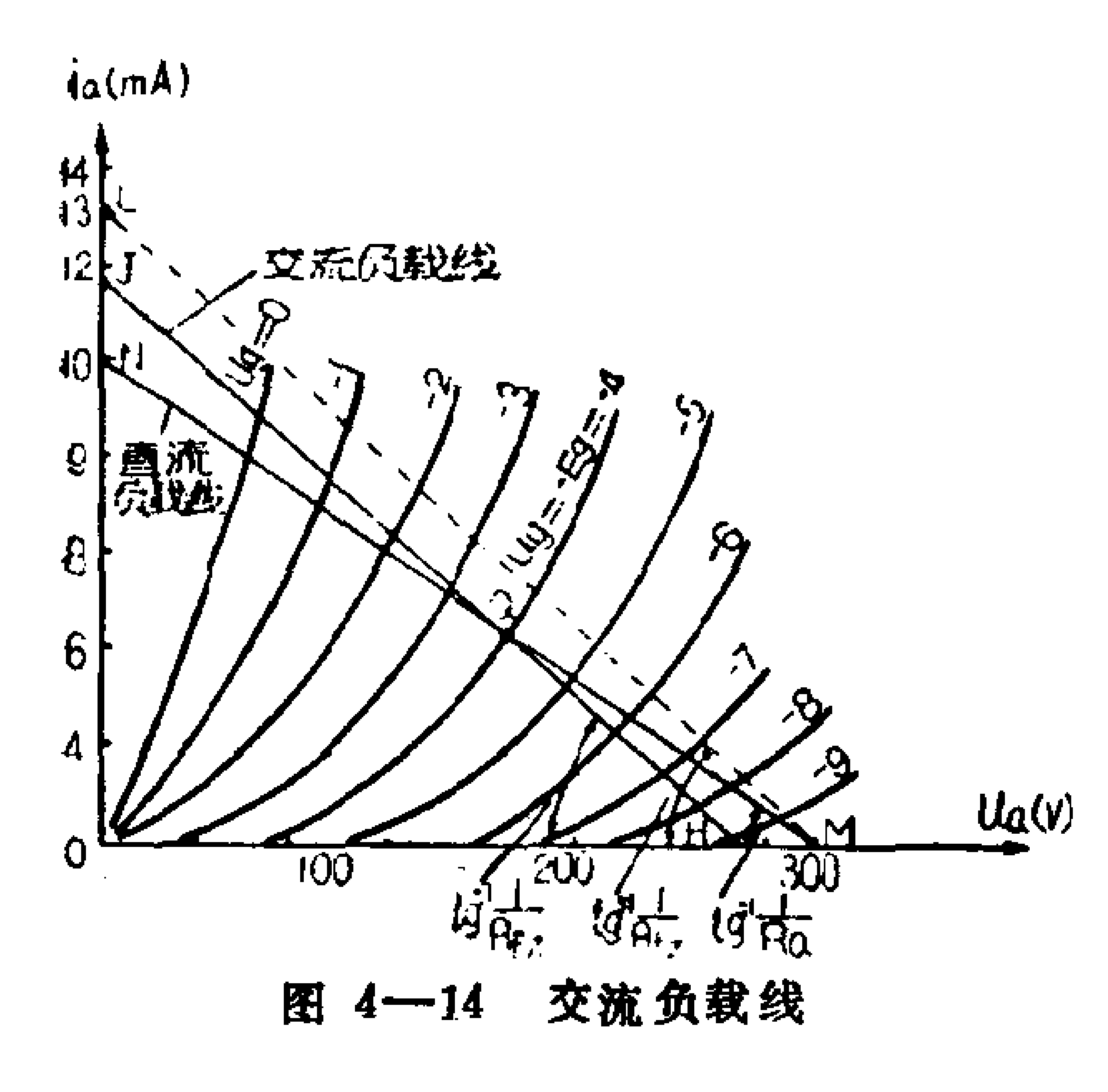


图 4—14　交流负载线

先求总负载电阻 R_{fz}。设 $R_g=100$ 千欧，因为 $R_a=30$ 千欧，所以总负载电阻

$$R_{fz}=\frac{R_a\times R_g}{R_a+R_g}$$

$$=\frac{30\times 100}{30+100}\approx 23\text{千欧}$$

然后在图4—14中，经过静态工作点 Q，再作一条斜率为 $\frac{1}{R_{fz}}$ 的直线 HJ，就是要求的交流负载线。作图的方法是：在纵坐标上确定 L 点，L 点的坐标是

$$u_a=0,\ \ i_a=\frac{E_a}{R_{fz}}=\frac{300}{23}\approx 13\text{毫安}$$

连接 M 点与 L 点得到一条斜率为 $\frac{1}{R_{fz}}$ 的辅助线，但它不经过 Q 点，也不是交流负载线；然后经过 Q 点作直线 HJ 平行于直线 ML，那么 HJ 就是所求的交流负载线。

根据交流负载线可以作出阻容耦合放大器当 u_{sr} 为正弦波信号电压时的屏流、屏压的波形，方法与前述的相同。

二、放大器的等效电路分析方法

1. 电子管的等效电路

由上面的图解分析方法可知，当电子管的静态工作点选择得恰当，而且输入信号电压的幅度又很小时，电子管是工作在静态特性曲线族的间隔均匀而又平行的直线范围内，这时用来表示这一范围内电子管特性的一些参数（S、R_i和 μ）可以认为是不变的常数，这样一来，就可以将电子管用一个等效电路来

代替，使得分析的方法大为简化。

电子管的等效电路如图4—15(*b*)所示，它表明在图4—15

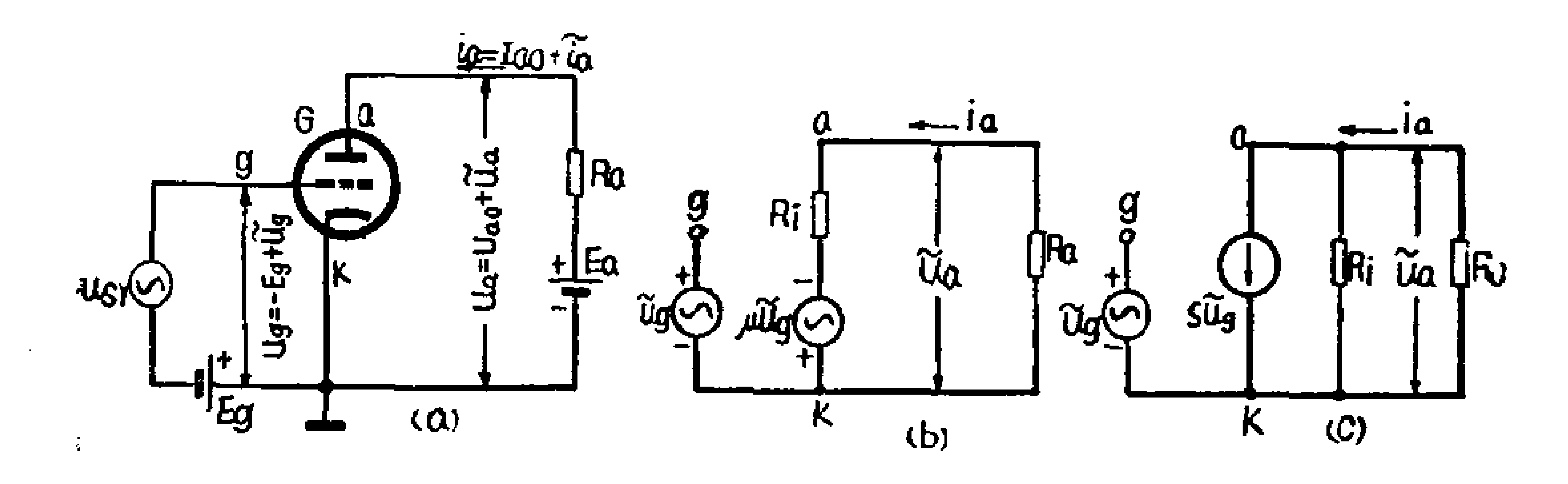


图 4—15 电子管放大器和它的定势源及定流源等效电路

(*a*)的电路中，栅极与阴极间的电压u_g产生一个交流分量$\tilde{u}_g$时，对交流来说，从负载两端向电子管的屏极与阴极之间看去，整个电子管可以用一个等效电动势$\mu\tilde{u}_g$与内阻R_i串联电路来代替。这是因为栅极与阴极间如果有变化量Δu_g时，在屏极回路引起的屏流变化量为Δi_a，根据电子管放大系数的定义，如果栅压不变的话，在屏极和阴极间必须有变化量$\mu\cdot\Delta u_g$，才能使屏流引起同样的变化量Δi_a。例如电子管 6J1，它的放大系数 μ =1520，当栅压变化 0.1 伏时，引起屏流变化了0.5毫安，如果栅压不变，屏压必须变化1520×0.1=152伏才能使屏流变化0.5毫安。因此，在栅极与阴极间加上交流电压$\tilde{u}_g$时，在屏极回路中的电动势应为$\mu\tilde{u}_g$，这样对产生屏流的交流分量$\tilde{i}_a$来说才是等效的。在等效电路中串有一个电阻R_i，是代表电子管屏极与阴极之间的内阻。

上面我们只讨论了等效电路中量的大小，但还要注意它的方向。在等效电路中$\tilde{u}_g$和$\mu\tilde{u}_g$上所注的正负号，代表各个交流电压在同一瞬时的极性。例如在某一瞬时，$\tilde{u}_g$上端为正下端为负，则$\mu\tilde{u}_g$应该是上端为负下端为正，只有这样$\tilde{u}_g$和$\mu\tilde{u}_g$在同一瞬时所产生的$\tilde{i}_a$方向才是一致的，因为此时栅极为正，

屏流增大，屏流的方向在电子管内部是由屏极流向阴极的，所以等效电动势$\mu\tilde{u}_g$必须是上端为负下端为正，才能产生上述方向的电流。在这种情况下，电子管屏极与阴极之间的电压$\tilde{u}_a$为

$$\tilde{u}_a = -\tilde{i}_a \times R_a \tag{4—11}$$

式中的负号表示在上述的同一瞬时屏极对公共端来说$\tilde{u}_a$为负值，即输出电压与输入电压是反相的关系，这与在图解分析中所得到的结果是完全一致的。

图4—15(*b*)的等效电路中，$\mu\tilde{u}_g$与R_i串联的电路就是电工学中的电势源，因此这样的等效电路称为定势源等效电路。

用全电路欧姆定律可以求出图4—15(*b*)电路中的电流

$$\tilde{i}_a = \frac{\mu\tilde{u}_g}{R_i + R_a} \tag{4—12}$$

如果以$\mu = S \times R_i$代入式(4—12)中，可以写成另一种形式

$$\tilde{i}_a = \frac{SR_i\tilde{u}_g}{R_i + R_a} = S\tilde{u}_g \times \frac{R_i}{R_i + R_a} \tag{4—13}$$

在式(4—13)中由S的定义可知，$S\tilde{u}_g$的单位是电流的单位，所以$S\tilde{u}_g$代表一个等效的电流源，电流$S\tilde{u}_g$和分式$\frac{R_i}{R_i + R_a}$的乘积表示电流$S\tilde{u}_g$流过并联着的两个电阻R_i和R_a而分配到R_a中的电流值(即$\tilde{i}_a$)，根据这样的意义可画成如图4—15(*c*)的等效电路，这是电子管等效电路的另一种形式，称为定流源等效电路。定流源等效电路的意义是：对于屏极回路的交流分量来说，从负载两端向电子管屏极与阴极间看去，整个电子管可以用一个恒定的电流源$S\tilde{u}_g$和与它并联的内阻R_i来代替。

所以电子管的等效电路有定势源等效电路和定流源等效电路两种形式，这两种形式对负载来说，效果是一样的。在实际应用时，因三极管的μ值基本上为常数，用定势源等效电路比较合适，而在五极管（包括束射管）特性中，S值比较容易确定，因此用定流源比较合适。另外在计算时，如果并联支路比较多，用定流源较为方便，但在只有一个回路时，则用定势源比较方便。在应用上述的两种形式的等效电路中，有时为简单起见而将gK支路略去。

此外，还要注意的是，这里所说的等效电路，只是对电子管电路的交流分量而言，也就是说，在电子管的直流工作电压、电流（E_a、E_g、I_{a0}等）已知且Q点已确定的条件下，表示各交流分量之间的关系。电路中直流电压的作用只不过是用来保证电子管的正常工作和供给电路中必需的能量而已。因此在作等效电路时，输出回路和输入回路中任何固定不变的电压（例如E_g、E_a等）都可以认为是短路，任何固定不变的电流（如I_{a0}）都可以认为是开路，可以不必在等效电路中表示出来。

2．用等效电路求放大倍数

现在我们应用等效电路法来求图4—1所示放大器的放大倍数。先画出它的等效电路，因所使用的是三极管，故采用定势源等效电路如图4—16，又因所加入的信号电压为正弦波电压，所有变化量都用复数来表示，就可以求得放大倍数的绝对值以及输入电压和输出电压的相位关系。在这个电路中$\dot{U}_g=\dot{U}_{sr}$，$\dot{U}_{sc}=\dot{U}_a$。从图中可以看到，虚线框内所表示的是电子管的等效电路。电路中的

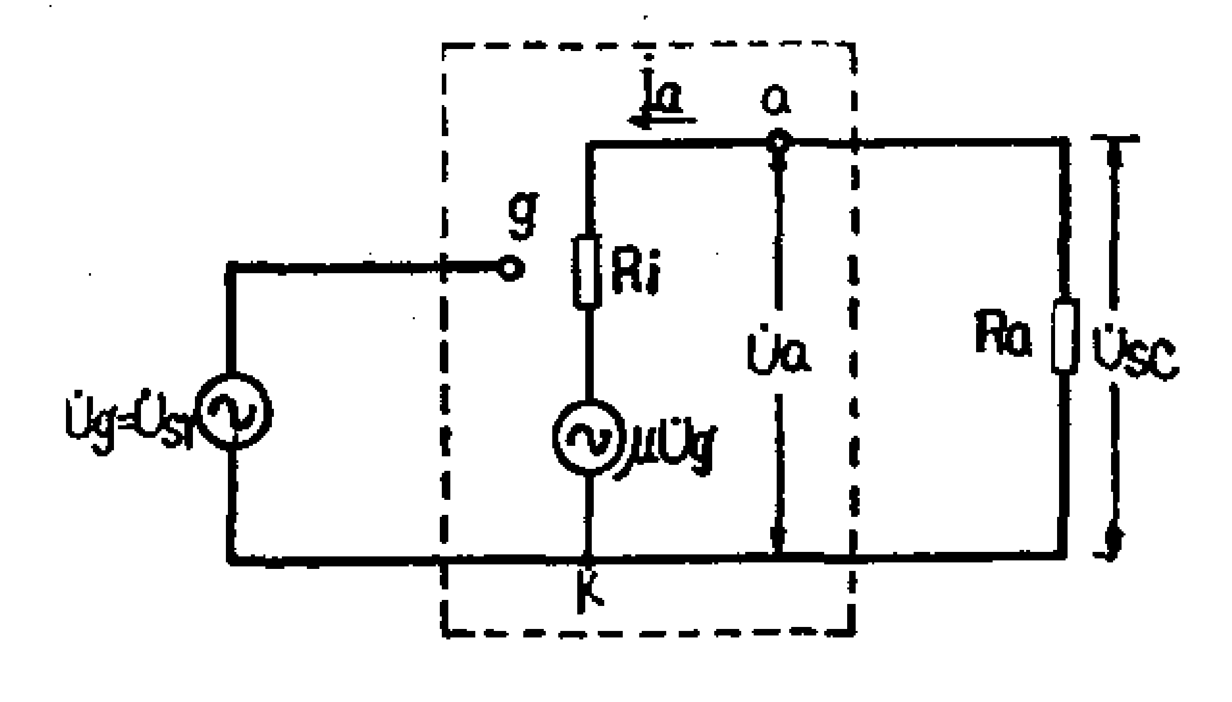


图 4—16　图4—1所示放大器的定势源等效电路

电压及电流的直流分量都已除去，只保留它的交流分量，负载电阻R_a照样画在电路中。

为了求出放大倍数，可以根据式(4—12)和式(4—11)得出

$$\dot{I}_a=\frac{\mu\dot{U}_g}{R_i+R_a} \quad (4—14)$$

及

$$\dot{U}_a=-\dot{I}_a\times R_a \quad (4—15)$$

将式(4—14)代入式(4—15)

$$\dot{U}_a=-\frac{\mu\dot{U}_gR_a}{R_i+R_a}$$

因此放大倍数可求出如下

$$\dot{K}=\frac{\dot{U}_{sc}}{\dot{U}_{sr}}=\frac{\dot{U}_a}{\dot{U}_g}=-\frac{\mu R_a}{R_i+R_a} \quad (4—16)$$

由复数的运算可知，上式中的负号表明，输出电压与输入电压之间的相位差180°，这和图解法得出的结果是一致的。而放大倍数的绝对值则与电子管的参数及屏极负载电阻R_a有关。

例如在图4—1中，电子管6N1在工作点Q点的参数：$S=3.1$毫安/伏，$R_i=11.6$千欧，$\mu=36$。因此

$$\dot{K}=-\frac{\mu R_a}{R_i+R_a}=-\frac{36\times30}{11.6+30}=-26$$

三、两种分析方法的比较

1． 图解法的特点

应用图解法可以确定电子管的静态工作点，并可了解电子管的动态工作过程以及电路参数变化对放大器性能的影响。但是由于这种方法需要作图，较不方便。

2． 等效电路法的特点

等效电路法适用于在小信号下将电子管放大器当作线性电路来进行分析计算。但所求得的结果只能说明静态工作点Q点附近的工作情况，而不能对电子管的工作状态进行全面的了解。

3．两种分析方法的选择

一般说来，可以根据下列原则来选择分析的方法：

（1）静态工作点和各部分电流、电压的波形要用图解法来求得。

（2）当信号电压的幅度较小或电子管基本上是在线性范围内工作时，特别是当放大器的电路比较复杂时，都要用等效电路来求放大倍数。

（3）当信号电压的幅度很大，以致电子管的工作点延伸到特性曲线的非线性部分，并且需要全面地了解电子管的工作情况时，则又要采用图解法。

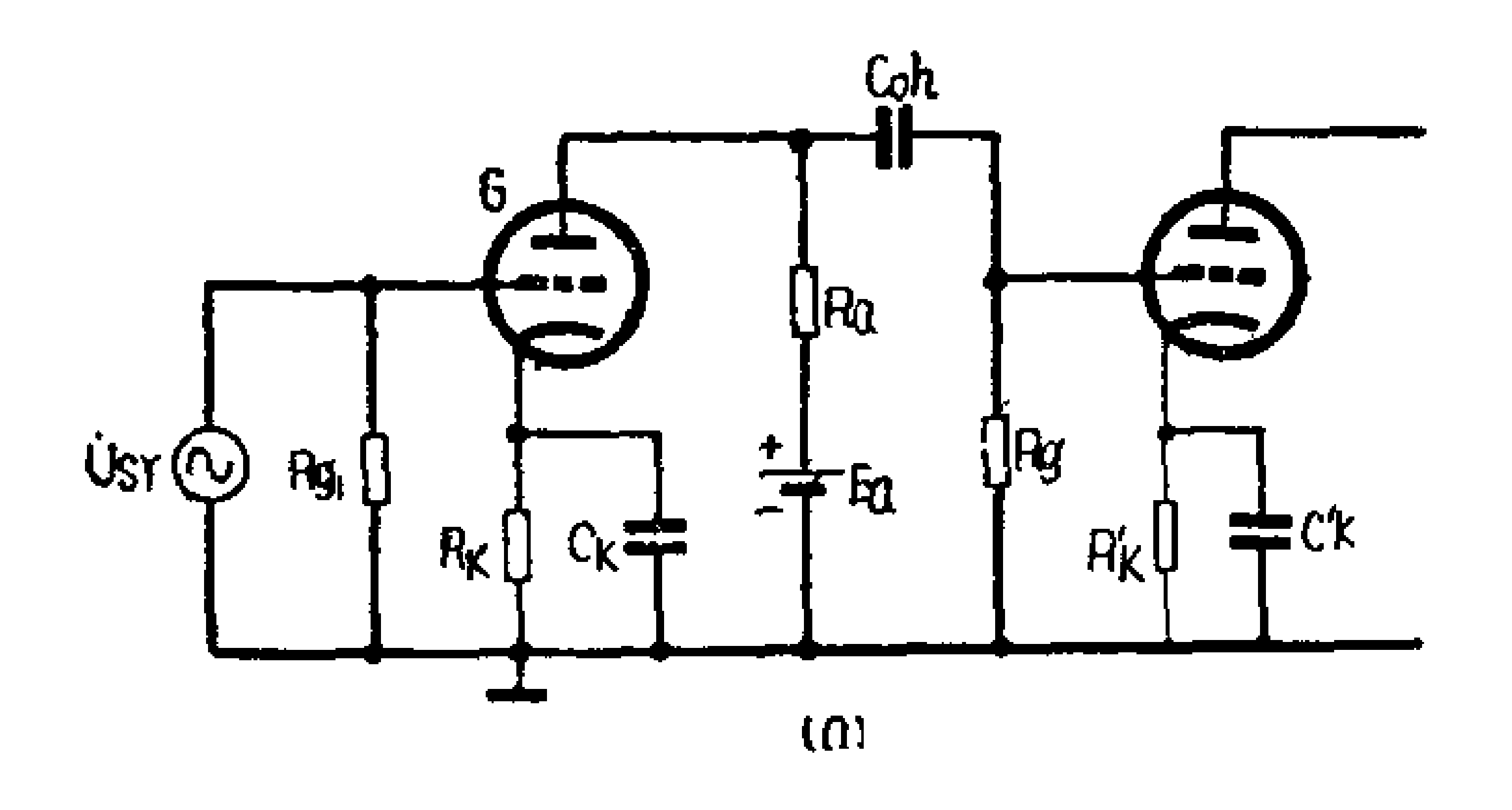
第三节　阻容耦合电压放大器

在前两节中，我们以一个简单的电压放大器电路为例，对放大器的工作情况用图解法和等效电路法进行了分析。现在我们再来分析具体的电压放大器电路。

电压放大器的电路有好几种，通常最普遍使用的是电阻电容耦合电压放大器，简称阻容耦合放大器或 *RC* 耦合放大器。这种放大器电路在讨论交流负载线时已提到过，在这一节里，我们将对这种电路作比较深入的分析。

一、阻容耦合放大器的基本电路及各元件的作用

图 4—17（*a*）和（*b*）分别是三极管和五极管阻容耦合放大



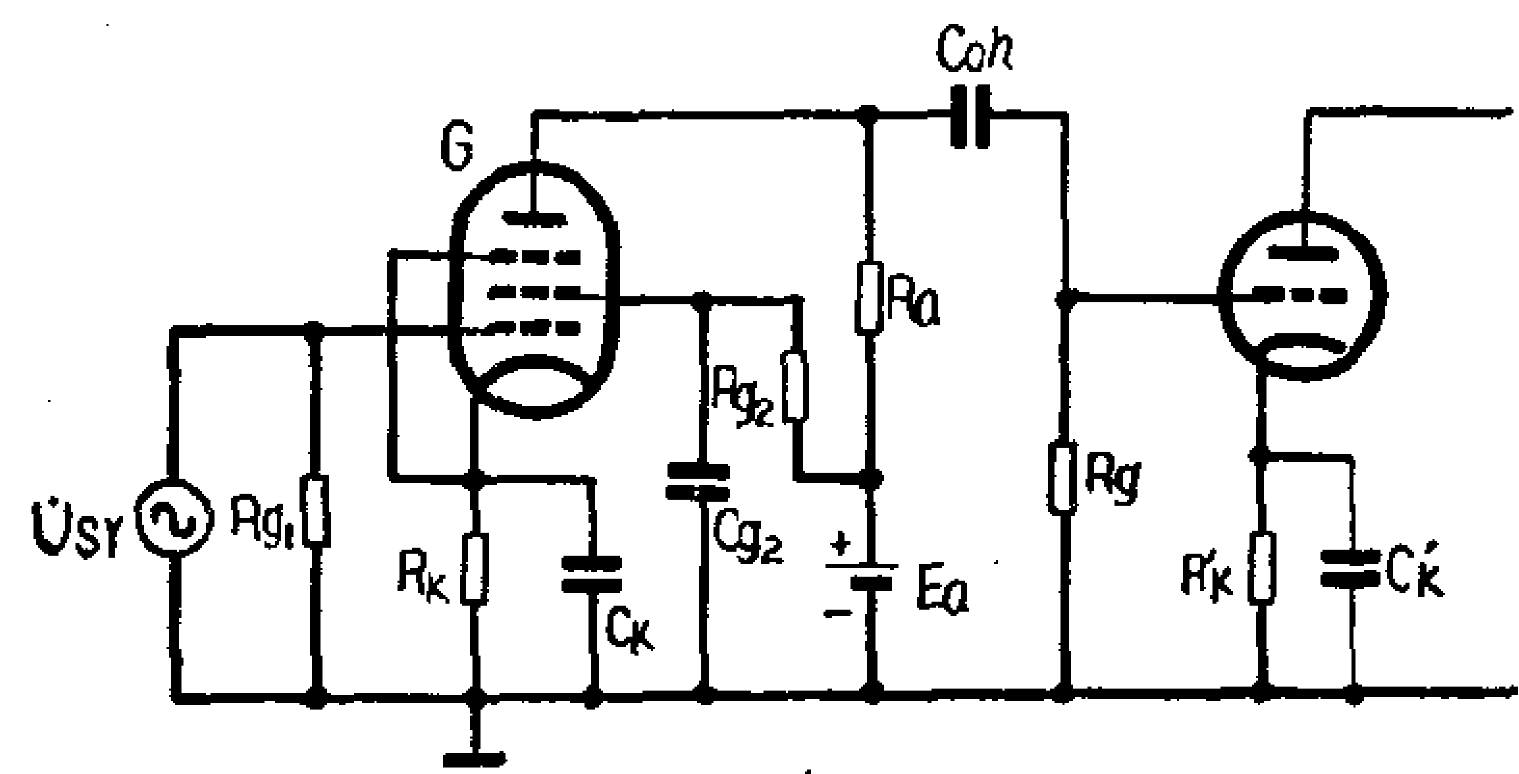


图 4—17 阻容耦合放大器的电路

器的电路。电路中各主要元件的作用是：

1. 屏极负载电阻R_a

屏极负载电阻是放大器中重要元件之一。当电子管栅极回路加入交流信号电压时，由于栅极的控制作用，使原来恒定的屏流变为随信号电压而变的脉动电流，即产生了交流分量。屏流的交流分量在R_a上产生了交流电压降，使屏极与阴极间得到一个放大了的信号电压。

2. 耦合电容C_{oh}

它的作用是将电子管屏压的交流分量送至下一级电子管的栅极上去，同时把电子管屏压中的直流分量加以隔离，使不能加到下一级电子管的栅极上去。对于屏压的交流分量来说，在工作频率范围内，C_{oh}的容抗很小，可以认为全部或绝大部分屏压的交流分量都降落在R_g上而送至下一级电子管的栅极。

3. 栅极电阻R_g

这一电阻的作用有两个：第一是使下一级电子管能将栅偏压E_g通过R_g加到栅极上去，即作为E_g的直流通路。同时，下一级电子管内电子从阴极流向屏极的过程中，免不了有个别的电子落到栅极上，R_g就给这些电子一个直流通路，使栅极的电位不致愈来愈负而影响放大器的正常工作，如图 4—18 所示，

因此R_g又叫栅漏电阻。第二是将屏极回路输出的交流信号电压送至下一放大级去。R_{g1}的作用与R_g相同，它是G_1的栅漏电阻。

4. 阴极电阻R_K及阴极旁路电容C_K

这两个元件组成自偏压电路，用以产生稳定的栅偏压。

5. 帘栅降压电阻R_{g2}及帘栅旁路电容C_{g2}

它们的作用已在第三章中介绍过，这里不再重复。

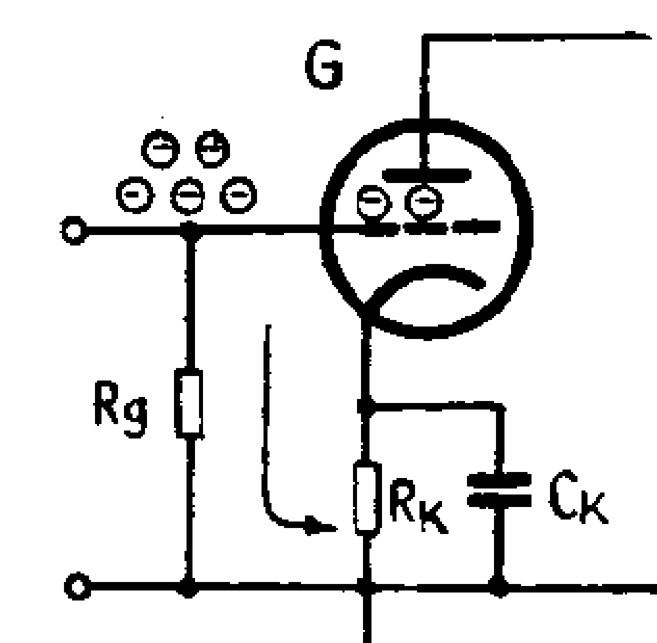


图 4—18 栅漏电阻的作用

以上各元件中，R_a、C_{ob}及R_g完成了将上一级电子管屏压中的交流分量送至下一级电子管栅极上去的作用，由R_a、C_{ob}及R_g所构成的电路称为耦合电路，由于耦合电路所用的元件是电阻和电容，因此称为阻容耦合放大器。

二、放大倍数和频率特性

如前所述，电压放大器是用来放大交流信号电压的，一般它的输入信号电压幅度比较小，如果适当选择工作点的位置，使电子管工作在特性曲线近似直线而间隔均匀的部分，非线性失真是很小的。另外，电压放大器的主要目的是输出较大的信号电压，对于输出功率的大小就不加考虑。因此，对电压放大器来说，主要是应用等效电路法来分析放大器的放大倍数和频率特性。

在阻容耦合放大器中，由于存在各种不同的电容，例如耦合电容、电子管的极间电容以及布线电容等，因此它对不同频率的信号电压的放大倍数的大小是不相同的，输出电压与输入电压的相移也因频率的不同而有差别。这种情况称为放大器的

频率失真。放大倍数的大小与频率的关系称为幅频特性，输出电压和输入电压之间的相移与频率的关系称为相频特性。二者总称为频率特性。在频率失真中，放大倍数随频率而变时称为幅频失真，相移随频率而变时称为相频失真。

因此，对电压放大器的质量指标的要求主要是电压放大倍数要大而频率失真要小。

现在我们应用等效电路来分析阻容耦合放大器的放大倍数和频率特性。

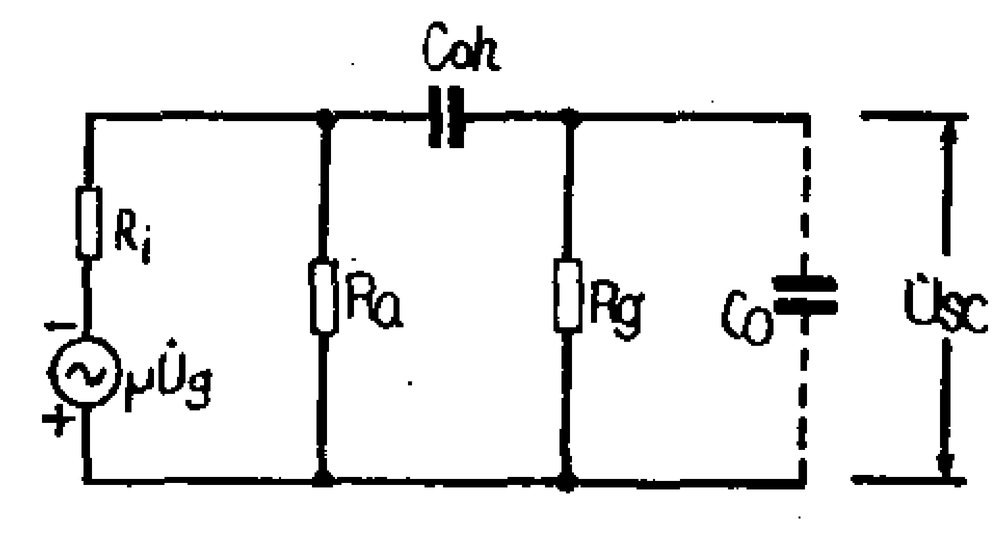


图 4—19 阻容耦合放大器的等效电路

1．阻容耦合放大器的等效电路

图 4—17 的阻容耦合放大器的等效电路如图 4—19 所示。图中的电容C_0称为分布电容，它包括电子管的输出电容、下一级电子管的输入电容和布线电容等杂散电容。

2．频率特性分析

图 4—19 所示的等效电路是比较复杂的，如果直接从这个等效电路来进行分析时，不但演算繁复，而且演算的结果也不能给出有关放大器特性的比较简明的物理概念。因此，通常采用分频区简化的分析方法，即将放大器的工作频率范围按各电路元件在不同频率区域内的影响程度，将图 4—19 的等效电路划分为低频区、中频区和高频区三个简化等效电路，这样分析起来就简单得多了。

下面按不同频率区域的等效电路来分析放大器的幅频特性及相频特性。

(1)中频区特性

在中频区范围内，由于耦合电容C_{oh}的容抗远小于R_g，可

以认为它是短路的。同时分布电容C_0的容抗远大于R_g，它几乎没有什么分流作用，故可以认为它是开路的，这样就可以把图4—19中所有的电容全部去掉。所以中频区的等效电路可简化成图4—20，其中图4—20(a)是定势源等效电路，而图4—20(b)是定流源等效电路。因$\dot{U}_{sr}=\dot{U}_g$，由图4—20(a)可得

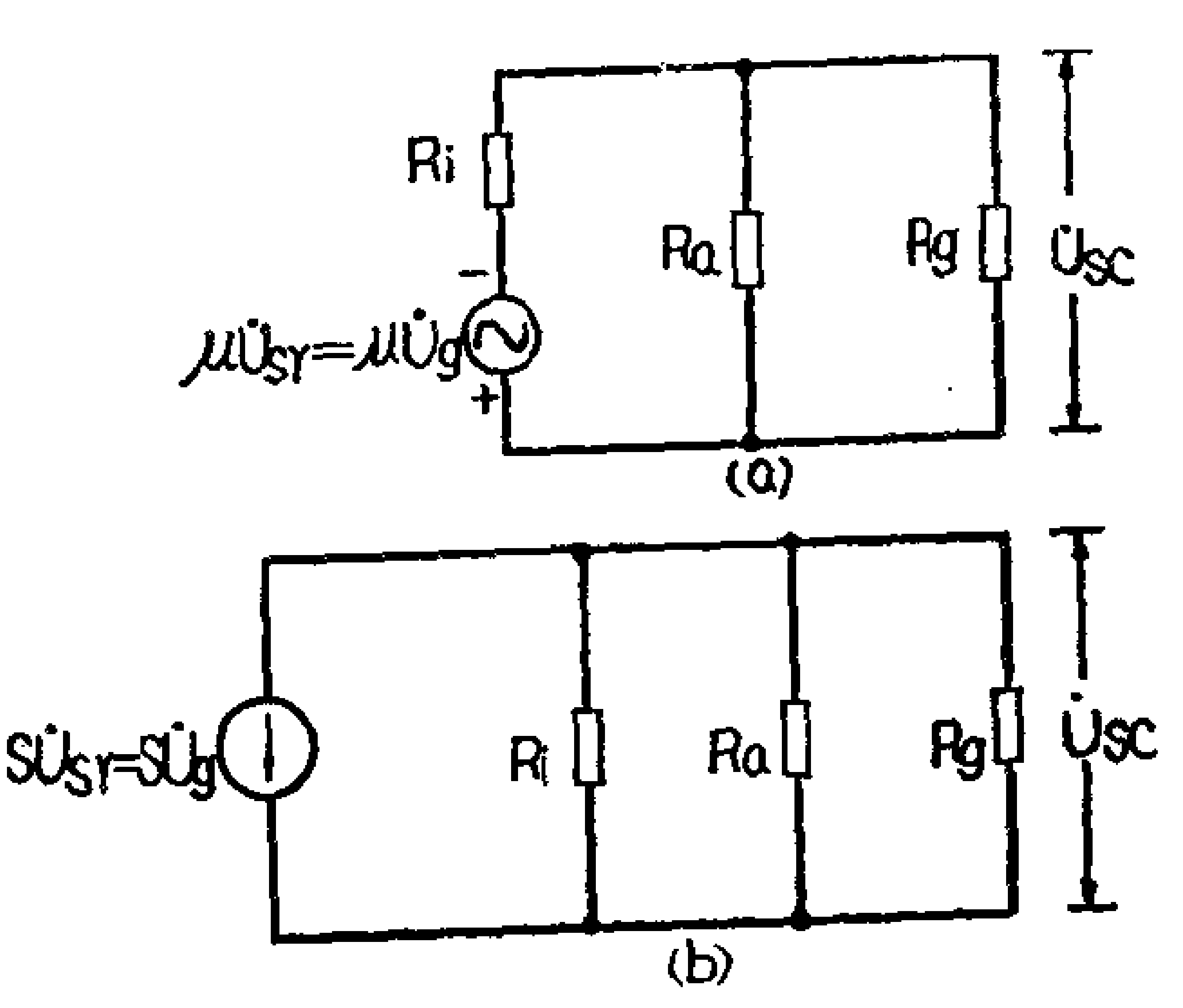


图 4—20 阻容耦合放大器的中频区等效电路

$$\dot{I}_a=\frac{\mu\dot{U}_{sr}}{R_i+\dfrac{R_aR_g}{R_a+R_g}} \tag{4—17}$$

$$\dot{U}_{sc}=-\dot{I}_a\times\frac{R_aR_g}{R_a+R_g} \tag{4—18}$$

将式(4—17)代入式(4—18)

$$\dot{U}_{sc}=-\frac{\mu\dot{U}_{sr}\times\dfrac{R_aR_g}{R_a+R_g}}{R_i+\dfrac{R_aR_g}{R_a+R_g}}=-\frac{\mu\dot{U}_{sr}\times\dfrac{R_aR_g}{R_a+R_g}}{\dfrac{R_i(R_a+R_g)+R_aR_g}{R_a+R_g}}$$

$$=-\frac{\mu\dot{U}_{sr}R_aR_g}{R_iR_a+R_iR_g+R_aR_g}=-\frac{\mu\dot{U}_{sr}}{\dfrac{R_i}{R_g}+\dfrac{R_i}{R_a}+1}$$

因此，中频区的放大倍数为

$$\dot{K}_z=\frac{\dot{U}_{sc}}{\dot{U}_{sr}}=-\frac{\mu}{1+\dfrac{R_i}{R_a}+\dfrac{R_i}{R_g}} \tag{4—19}$$

从复数的运算方法可得中频区放大倍数的绝对值和相移分别为

$$K_z=\frac{\mu}{1+\frac{R_i}{R_a}+\frac{R_i}{R_g}} \tag{4—20}$$

$$\phi_z=180^\circ \tag{4—21}$$

同样由图4—20(*b*)可写出输出电压

$$\dot{U}_{sc}=-S\dot{U}_{sr}\times\frac{1}{\frac{1}{R_i}+\frac{1}{R_a}+\frac{1}{R}}=-S\dot{U}_{sr}R$$

式中

$$R=\frac{1}{\frac{1}{R_i}+\frac{1}{R_a}+\frac{1}{R_g}} \tag{4—22}$$

是电阻R_i、R_a与R_g的并联值。因此可得

$$\dot{K}_z=\frac{\dot{U}_{sc}}{\dot{U}_{sr}}=-SR \tag{4—23}$$

和

$$K_z=SR \tag{4—24}$$

$$\phi_z=180^\circ \tag{4—25}$$

式(4—19)主要用于三极管，而式(4—23)用于五极管。通常我们说放大器的放大倍数，就是指中频区的放大倍数。

从上面分析可以看出，在中频区内，放大倍数与频率无关，并且除电子管本身所引起的180°相移以外，不再有别的相移，即在中频区内放大器没有频率失真。这是因为在此频率范围内，各个电容的影响可以忽略，放大器的负载是纯电阻的缘故。中频区的幅频特性及相频特性如图 4—21 的中间部分所示。

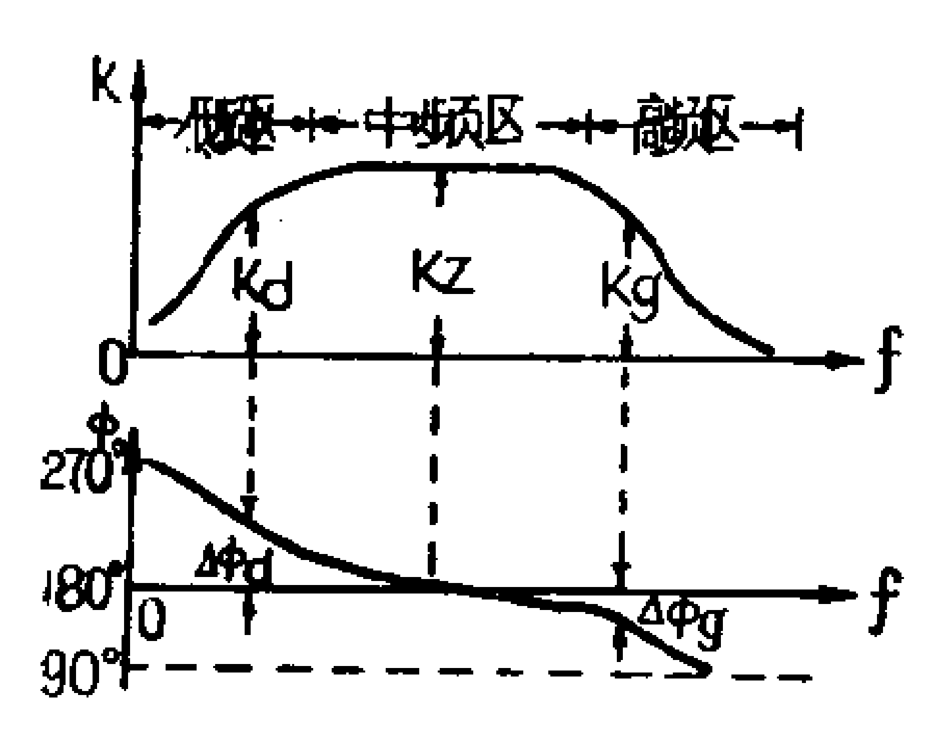


图 4—21 阻容耦合放大器的幅频特性和相频特性

(2)低频区特性

在低频区内，频率较中频区低，C_{oh}的容抗较大，与R_g相比较不能忽略。而C_o的容抗比中频区时更大，更可看成开路。这时的等效电路如图 4—22(a)所示。从这个电路可以看出，

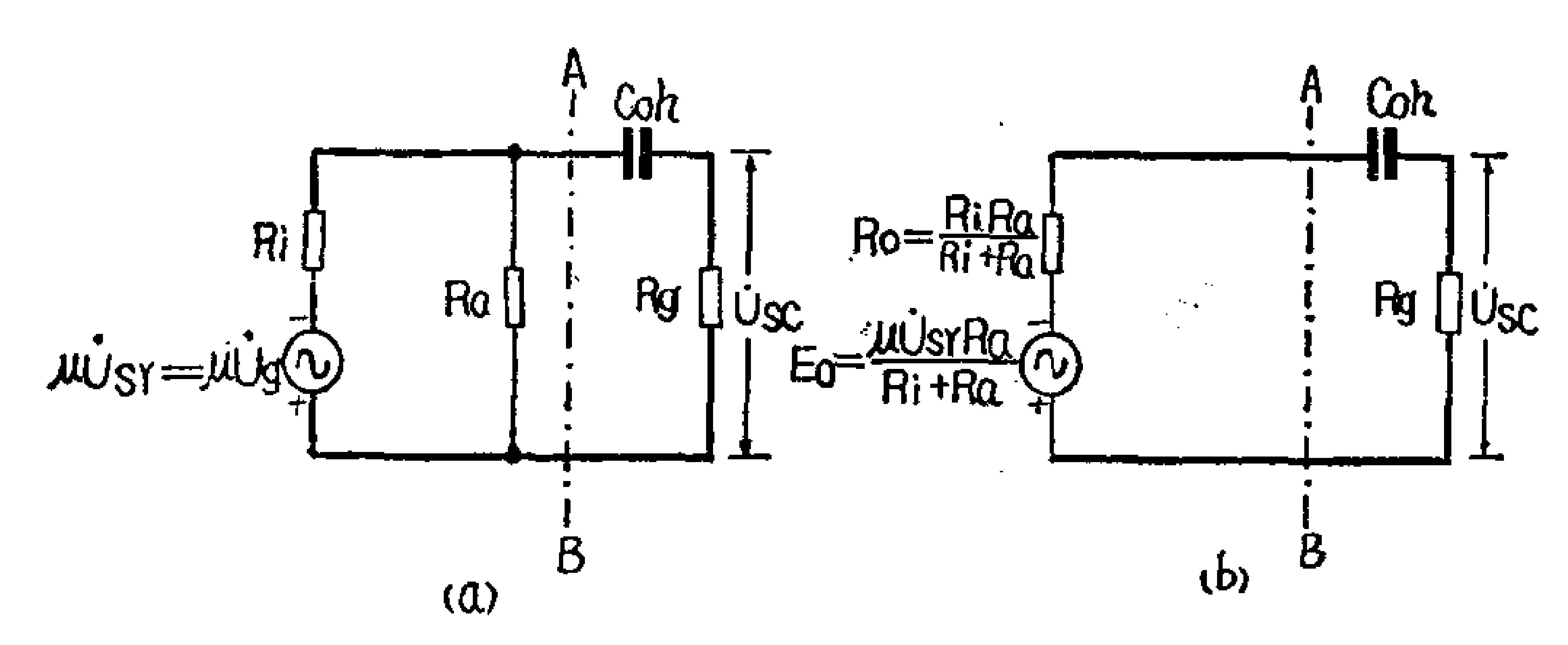


图 4—22 阻容耦合放大器的低频区等效电路

在低频区内，当频率愈低，C_{oh}的容抗愈大，屏压交流分量$\tilde{u}_a$在C_{oh}上的电压降也增大，分在R_g上的输出电压u_{sc}也愈小，因而放大倍数也愈小，所以低频区的幅频特性将随频率的减小而下降(见图 4—21 曲线的左面部分)。低频区的放大倍数直接从等效电路计算仍很复杂，因此先用等效发电机原理，将该图进一步简化成图4—22(b)的形式。图中等效电势是AB端的开路电压，即$E_o=\dfrac{\mu\dot{U}_{sr}R_a}{R_i+R_a}$，等效内阻是$\mu\dot{U}_{sr}$短路时$AB$端左方的总电阻，即$R_o=\dfrac{R_i\ R_a}{R_i+R_a}$。由图4—22(b)可得

$$\dot{U}_{sc}=-\frac{\dfrac{\mu\dot{U}_{sr}R_a}{R_i+R_a}\times R_g}{\dfrac{R_iR_a}{R_i+R_a}+R_g+\dfrac{1}{j\omega c_{oh}}}$$

令$R'=R_g+\dfrac{R_iR_a}{R_i+R_a}$，则低频区放大倍数

$$\dot{K}_d=\frac{\dot{U}_{sc}}{\dot{U}_{sr}}=-\frac{\mu}{R'+\frac{1}{j\omega c_{oh}}}\times\frac{R_aR_g}{R_i+R_a}$$

$$=-\frac{\mu}{R'\left(1+\frac{1}{j\omega c_{oh}R'}\right)}\times\frac{R_aR_g}{R_i+R_a}$$

$$=-\frac{\mu R_aR_g}{R'(R_i+R_a)}\times\frac{1}{1+\frac{1}{j\omega c_{oh}R'}}$$

其中

$$-\frac{\mu R_aR_g}{R'(R_i+R_a)}=-\frac{\mu R_aR_g}{\left(R_g+\frac{R_iR_a}{R_i+R_a}\right)(R_i+R_a)}$$

$$=-\frac{\mu R_aR_g}{\frac{R_g(R_i+R_a)+R_iR_a}{R_i+R_a}\times(R_i+R_a)}$$

$$=-\frac{\mu R_aR_g}{R_gR_i+R_gR_a+R_iR_a}=-\frac{\mu}{\frac{R_i}{R_a}+1+\frac{R_i}{R_g}}=\dot{K}_z$$

所以低频区放大倍数

$$\dot{K}_d=\frac{\dot{K}_z}{1+\frac{1}{j\omega c_{oh}R'}}=\frac{\dot{K}_z}{1-j\frac{1}{\omega c_{oh}R'}} \qquad (4—26)$$

由于在$R'=R_g+\frac{R_i\ R_a}{R_i+R_a}$中，一般$R_g$的值大于$R_i$与$R_a$的并联值，可以近似地认为$R'\approx R_g$，因此，由复数的运算方法，从式(4—26)可得低频区的幅频特性及相频特性的表示式如下

$$K_d=\frac{K_z}{\sqrt{1+\left(\frac{1}{\omega c_{oh}R_g}\right)^2}} \qquad (4—27)$$

$$\phi_d = 180° - \mathrm{tg}^{-1}\left(-\frac{1}{\omega c_{oh} R_g}\right)$$

$$= 180° + \mathrm{tg}^{-1}\frac{1}{\omega c_{oh} R_g} = 180° + \Delta\phi_d \qquad (4—28)$$

由上两式可以看出：低频区放大倍数 K_d 小于中频区的放大倍数K_z，且 K_d 随频率的减小而下降；与此同时，相移也较中频区大，所增加的那部分相移值$\Delta\phi_d = t_g^{-1}\frac{1}{\omega C_{oh} R_g}$称为低频附加相移，且附加相移也随频率的减小而增大，当 $\omega = 0$ 时，$\Delta\phi_d = 90°$，即在低频区的最大相移为$\phi_d = 180° + 90° = 270°$。

(3)高频区特性

在高频区内，C_{oh} 的容抗比在中频区更小，更可把它看成短路，而C_0的影响因频率较高，容抗大为减小，分流作用显著而不能把它忽略。因此等效电路可以简化成如图 4—23(a)所

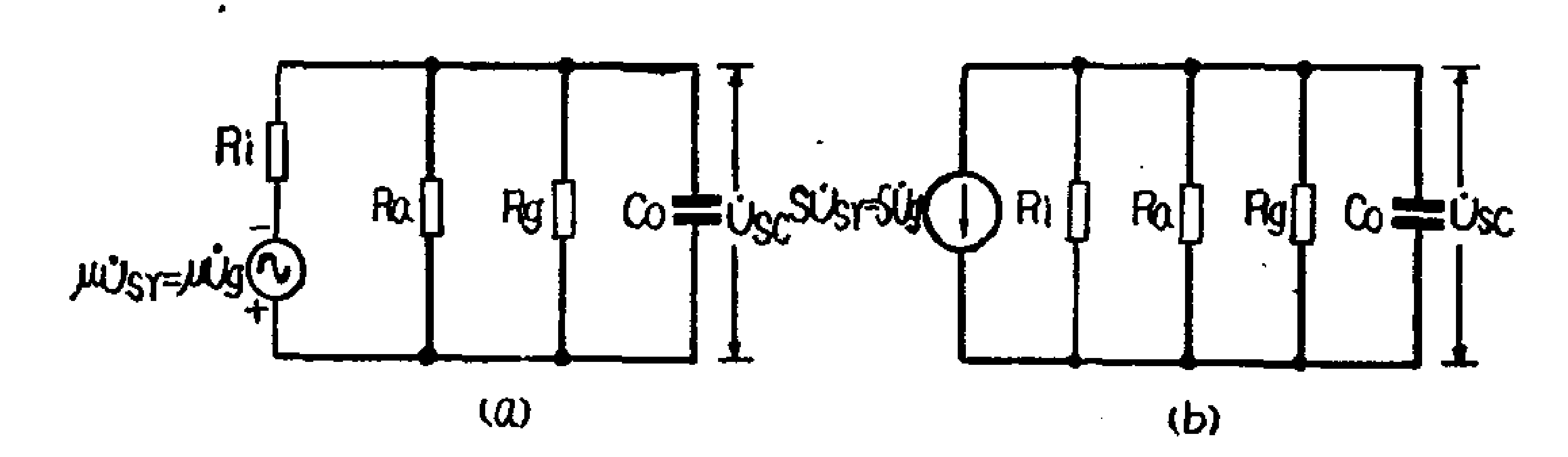


图 4—23 阻容耦合放大器的高频区等效电路

示。从图中可以看出，当频率愈高时，C_0的容抗愈小，它与R_g及R_a并联后的总阻抗也愈小，因此在电路中将有较大的电流，此电流在内阻R_i上将产生较大的电压降。所以随着信号频率的增加，输出电压愈来愈下降(见图 4—21 曲线的右面部分)，这就是高频区内放大器的幅频特性下降的原因。由于并联支路较多，高频区的放大倍数用图 4—23(b)的定流源等效电路计算较为方便，由图可以写出

$$\dot{U}_{sc}=-S\dot{U}_{sr}\times\frac{R\,\frac{1}{j\omega C_0}}{R+\frac{1}{j\omega C_0}}=-S\dot{U}_{sr}\times\frac{R}{1+j\omega C_0R}$$

式中的R值与式（4—22）相同。所以高频区放大倍数

$$\dot{K}_g=\frac{\dot{U}_{sc}}{\dot{U}_{sr}}=-SR\times\frac{1}{1+j\omega C_0R}=\frac{\dot{K}_z}{1+j\omega C_0R}$$

（4—29）

由复数的运算方法，从式（4—29）可得高频区的幅频特性及相频特性的表示式如下

$$K_g=\frac{K_z}{\sqrt{1+(\omega C_0R)^2}} \quad (4—30)$$

$$\phi_g=180°-\mathrm{tg}^{-1}\omega C_0R=180°+\Delta\phi_g \quad (4—31)$$

由上两式可以看出，高频区的放大倍数K_g小于中频区的放大倍数K_z，且K_g随频率的增加而下降；与此同时，由于C_0的影响，产生了高频附加相移$\Delta\phi_g=-t_g^{-1}\omega C_0R$，此附加相移是负值，它使高频区的相移$\phi_g$小于中频区的相移$\phi_z$，且$\phi_g$随着频率的增加而减小，当$\omega=\infty$时，$\Delta\phi_g=90°$，即在高频区的最小相移为$\phi_g=180°-90°=90°$。

综上所述，阻容耦合放大器的频率特性，在中频区由于耦合电容C_{oh}及分布电容C_0的影响可以忽略不计，所以放大倍数K_z及相移ϕ_z不随频率的改变而变化，而输出电压与输入电压反相，即相移$\phi_z=180°$；在低频区主要受耦合电容C_{oh}的影响，放大倍数K_d随频率的减小而下降，在高频区主要受分布电容C_0的影响，放大倍数K_g随频率的增加而下降。在低频区相移ϕ_d大于180°，且ϕ_d随频率的减小而增大，最大可达270°（$\omega=0$时）；在高频区相移ϕ_g小于180°，且ϕ_g随频率的增加而减小，

最小可达90°（ $\omega=\infty$ 时）。

3. 阻容耦合放大器的通频带

通过对阻容耦合放大器的频率特性分析，可见由于耦合电容和分布电容的影响，以致不论放大倍数或是相移都随频率而变化，即有频率失真，只有中频区范围内才是没有失真的，这就使放大器的工作频率范围受到了限制。在电话通信中，一定限度内的频率失真还是允许的，一般在低频区和高频区时放大倍数的下降，只要不低于大部分工作频率时放大倍数的70%左右，那么，人的耳朵是不容易觉察出来的。所以通常将放大倍数降低到中频区放大倍数的0.707倍时的两个频率(低频和高频)之间的频率范围称为放大器的通频带。例如在图4—24中，如果

$$K_d=K_g=0.707K_Z$$

时，那么就说这个放大器的通频带是由f_{xx}到f_{sx}。

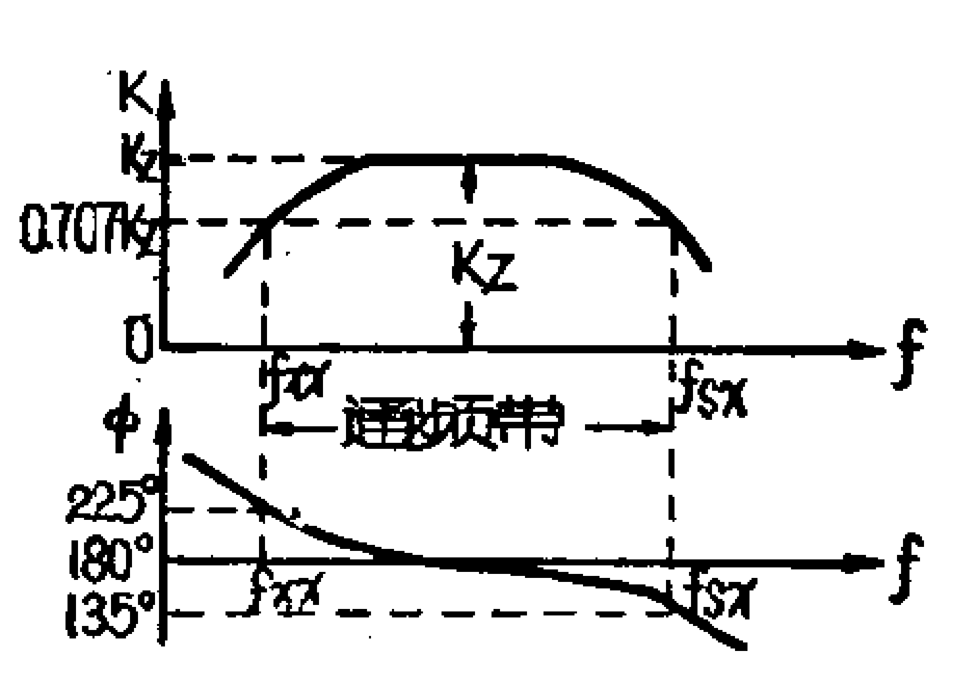


图 4—24 阻容耦合放大器的通频带

在低频区放大倍数降低到中频区放大倍数的0.707倍时的频率称为下限频率，用 f_{xx} 表示。从式(4—27)可知，当$K_d=0.707K_z$时，$\dfrac{1}{\sqrt{1+\left(\dfrac{1}{\omega_{xx}C_{oh}R_g}\right)^2}}=0.707$，得$\omega_{xx}C_{oh}R_g=1$，

所以

$$f_{xx}=\frac{1}{2\pi C_{oh}R_g} \qquad (4—32)$$

对应于下限频率，可由式（4—28）得相移 $\phi_d=180°+tg^{-1}1=180°+45°=225°$。

在高频区放大倍数降低到中频区放大倍数的0.707倍时的频率称为上限频率，用 f_{sx} 表示。从式(4—30)可知，当$K_g=$

$0.707K_z$时，$\frac{1}{\sqrt{1+(\omega_{sx}C_0R)^2}}=0.707$，得 $\omega_{sx}C_0R=1$，所以

$$f_{sx}=\frac{1}{2\pi C_0R} \tag{4—33}$$

对应于上限频率，可由式（4—31）得相移$\phi_g=180°-t_g^{-1}1=180°-45°=135°$。

上面的结果表示在图4—24中，说明在放大器的通频带内，上、下限频率的放大倍数是中频区放大倍数的0.707倍，而对应于上、下限频率的相移分别为135°和225°。

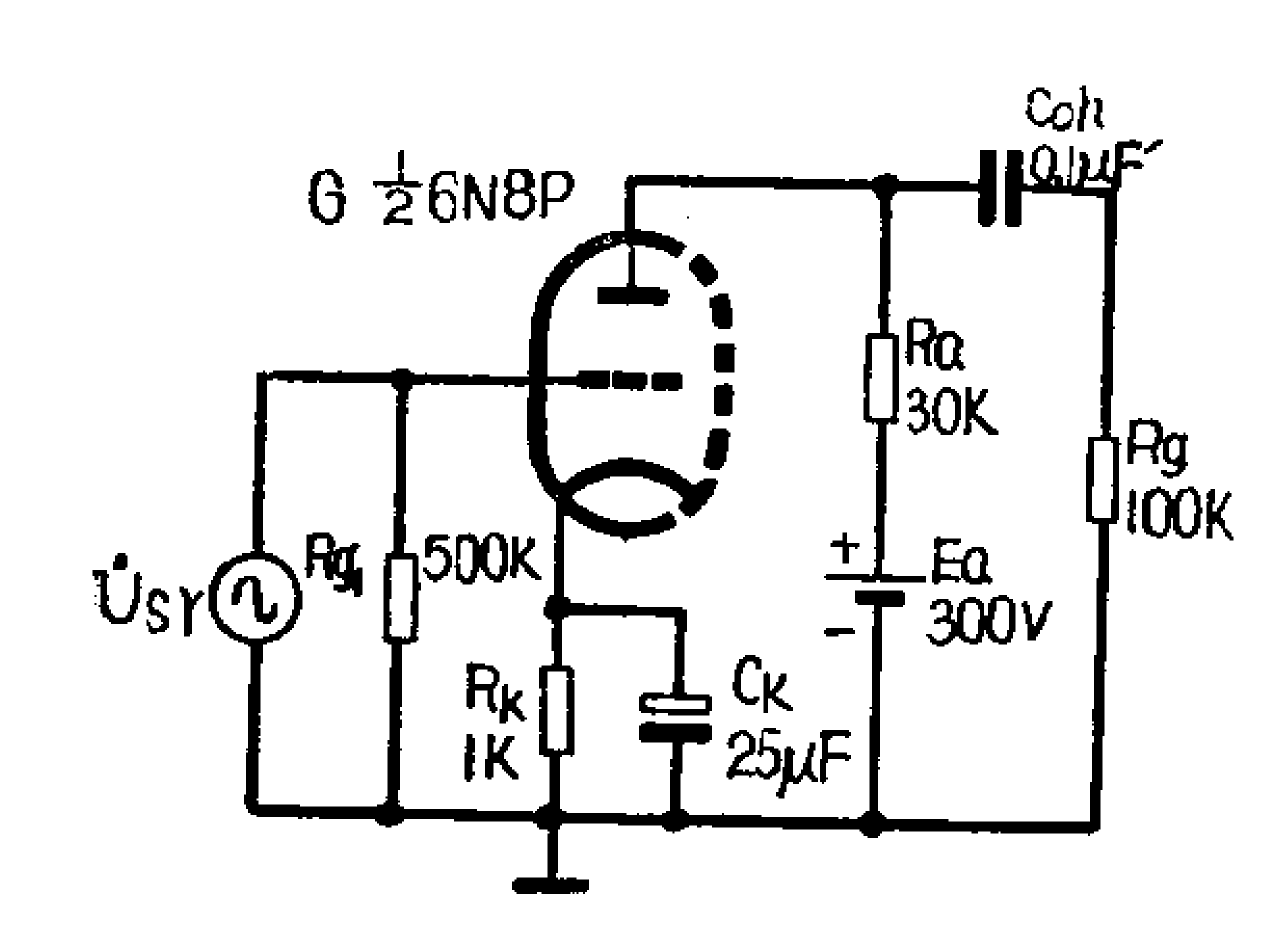


图 4—25 阻容耦合放大器的实际电路

当电路元件的数值已确定时，放大器的通频带可由式(4—32)和(4—33)求得。

下面举一个例子来说明。在图 4—25 的阻容耦合放大器中，电子管为 $\frac{1}{2}6N8P$，在Q点上的参数为$\mu=19$，$R_i=11.9$千欧，各元件的参数如图所示。它的中频区放大倍数K_z可用式(4—20)求出

$$K_z=\frac{\mu}{1+\frac{R_i}{R_a}+\frac{R_i}{R_g}}=\frac{19}{1+\frac{11.9}{30}+\frac{11.9}{100}}=12.5$$

设已知分布电容为100微微法，可根据式(4—32)和(4—33)求出上、下限频率，先求出

$$R=\frac{1}{\frac{1}{R_i}+\frac{1}{R_a}+\frac{1}{R_g}}=\frac{1}{\frac{1}{11.9}+\frac{1}{30}+\frac{1}{100}}$$

$$\approx 7.87\text{千欧}$$

所以

$$f_{sx}=\frac{1}{2\pi C_0 R}=\frac{1}{6.28\times100\times10^{-12}\times7.87\times10^{3}}$$

$\approx$200千赫

$$f_{xx}=\frac{1}{2\pi C_{oh}R_g}=\frac{1}{6.28\times0.1\times10^{-6}\times100\times10^{3}}$$

$\approx$16赫

所以上述放大器的放大倍数是12.5，而通频带大约是16赫至200千赫。

4. 电路元件的数值对幅频特性的影响

一般说来，我们要求阻容耦合放大器在一定的通频带内具有一定的中频放大倍数K_z，因此有必要讨论一下在电子管已选定的情况下，各电路元件的数值对放大器幅频特性的影响。

(1)对中频区幅频特性的影响

从中频区等效电路可以看出，要中频区放大倍数K_Z大，须使R_a和R_g的值都大，因为R_a和R_g的并联值较大时，相对来说电子管内阻R_i的降压小而输出电压大，即放大倍数K_Z大。

但R_g太大是有缺点的，这是因为当R_g过大时，由于电子管内的残余气体受到电子的撞击而游离，所产生的正离子被栅极吸收而形成反栅流（和一般情况电子所形成的栅流方向是相反的），如图4—26所示，如R_g太大，极其微小的反栅流在R_g两端都要产生较大的电压降，它的正端加到栅极上，结果使栅极回路的栅偏压值变小，甚至可能使栅压趋于正值，导致屏流大大增加以至烧毁屏极，因此R_g的最大容许值在电子管手册

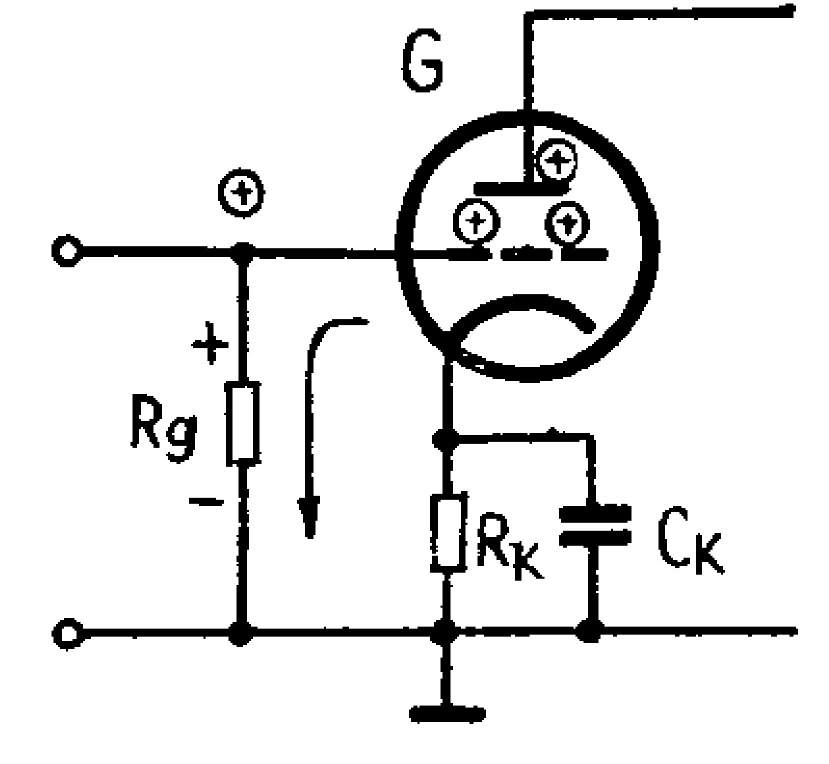


图 4—26 反栅流在R_g上产生正偏压

上都有规定，例如对6J1为1兆欧，对6P1和6P3P为500千欧，实际应用时不能超过这个数值。

当R_a太大时，它对屏极电源电压E_a所产生的直流电压降增大，使真正加到电子管屏极上的电压太低，屏流也很小，即电子管工作点的位置大为降低而工作在特性曲线的弯曲部分，此时电子管的内阻增大，放大倍数反而会减小，同时又产生严重的非线性失真。此外，在下面的分析中还可以看到，R_a太大将对高频特性有不良的影响。

(2)对低频区幅频特性的影响

在低频区等效电路中，耦合电容C_{oh}与R_g串联组成分压电路，输出电压就是从R_g两端取得的。由于R_g实际上受到限制不能过大，因此R_g的数值一定时，C_{oh}愈大，容抗愈小，它的分压也愈小，放大倍数也愈大。可见为了减小低频区的幅频失真，应使C_{oh}的值愈大愈好，图4—27表示了C_{oh}变化对低频区特性的影响。

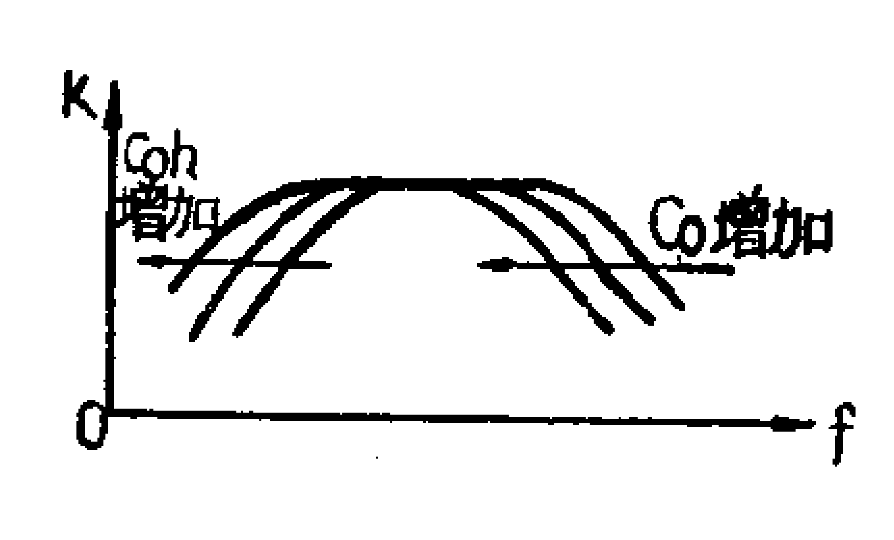


图 4—27 C_{oh}及C_o对幅频特性的影响

但另一方面，容量愈大的电容器愈是容易漏电，即它的绝缘电阻愈小，屏压中的直流分量U_{ao}通过这个绝缘电阻加到下一级电子管的栅极，就会破坏这个电子管的正常工作。此外，容量愈大的电容器体积也愈大，它与地之间的分布电容就增加，这会使高频区的特性变坏。因此C_{oh}不能过大，只要保证在放大器通频带的下限频率时放大倍数不明显下降就行了。

C_{oh}的值一般用0.01至0.1微法的纸介电容器。当放大器的下限频率已给出时，可根据式(4—32)来求出最小的C_{oh}值来。

(3)对高频区幅频特性的影响

上节已分析过，高频区放大倍数下降的主要原因是分布电

容 C_0 的影响所造成的，C_0 的值愈大，容抗愈小，它们分流作用愈大，放大倍数就愈小。C_0的大小对高频区特性的影响也表示在图4—27中。所以，从改善高频特性的观点来看，希望 C_0愈小愈好。为了减小 C_0 的数值，主要是采用极间电容小的电子管、体积小的元件，并注意元件的排列和缩短接线长度等。

在高频区等效电路中，C_0是与R并联的，而R是由R_i、R_a和R_g三者的并联，在电子管选定和R_g受到限制的情况下，当R_a值愈小时，C_0的分流作用愈不显著，高频区的幅频失真就愈小，但 R_a 值减小的同时，中频区放大倍数也减小，所以R_a值也不能太小。

一般R_a值在 20 千欧至500千欧的范围内，如要中频放大倍数大时 R_a 取大一些，如需要高频区的幅频失真小则可取小一些。

5． 多级放大器的放大倍数和频率特性

在许多放大器中，往往要求电压放大器在一定的通频带内，具有较高的放大倍数。在这种情况下，单级放大是无法满足要求的，这时必须采用多级放大。图4—28表示一个三级放大的

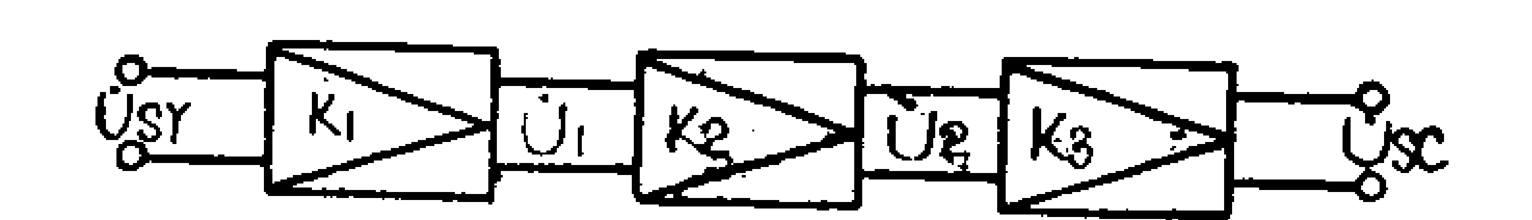


图 4—28 多级放大器的方框图

方框图。设放大器的输入电压为$\dot{U}_{sr}$，输出电压为$\dot{U}_{sc}$，各放大级的输入和输出电压如图中所示，则放大器的总放大倍数为

$$\dot{K}=\frac{\dot{U}_{sc}}{\dot{U}_{sr}}=\frac{\dot{U}_1}{\dot{U}_{sr}}\times\frac{\dot{U}_2}{\dot{U}_1}\times\frac{\dot{U}_{sc}}{\dot{U}_2}=\dot{K}_1\times\dot{K}_2\times\dot{K}_3 \qquad (4-34)$$

式中 $\dot{K}_1=\frac{\dot{U}_{sc}}{\dot{U}_{sr}}$、$\dot{K}_2=\frac{\dot{U}_2}{\dot{U}_1}$、$\dot{K}_3=\frac{\dot{U}_{sc}}{\dot{U}_2}$是各放大级的

放大倍数（复数值）。

由式(4—34)可见多级放大器总放大倍数是各放大级的放大倍数的乘积。其中总放大倍数的绝对值K是各放大级放大倍数的绝对值的乘积，即

$$K=K_1\times K_2\times K_3\cdots\cdots \quad (4—35)$$

式中K_1、K_2、K_3…分别是$\dot{K}_1$、$\dot{K}_2$、$\dot{K}_3$…的绝对值。而总相移则因信号每经一级放大都要产生一定的相移，所以总相移ϕ等于各放大级的相移之和，即

$$\phi=\phi_1+\phi_2+\phi_3\cdots\cdots \quad (4—36)$$

其中ϕ_1、ϕ_2、ϕ_3…分别是各放大级的相移。

在通信上一般用对数形式来表示放大器的放大能力，这样表示时称为增益，用符号G来表示。增益有两种表示方法。

一种是将放大倍数K取以10为底的对数再乘以20，单位是分贝(或dB)

$$G=20\lg K \quad 分贝 \quad (4—37)$$

另一种是将放大倍数K取自然对数，单位是奈培(或N)

$$G=\ln K \quad 奈培 \quad (4—38)$$

奈培和分贝的换算关系是

$$1奈培=8.686 \quad 分贝 \quad (4—39)$$

或

$$1分贝=0.115 \quad 奈培 \quad (4—40)$$

用增益的方式来表示放大能力在计算上和测试上都比较方便，这是由于多级放大器的总放大倍数用增益来表示时，总的增益是各级增益之和，下面以奈培作单位为例来说明：

$$G=\ln K=\ln(K_1\times K_2\times K_3)$$
$$=\ln K_1+\ln K_2+\ln K_3=G_1+G_2+G_3 \quad (4—41)$$

式中 G、G_1、G_2、G_3 分别是放大器的总增益和各放大级的

增益。

当放大器的级数增多时，它的通频带也要发生变化。例如在图 4—29 中，我们可以看到当把两个参数完全相同的放大级接在一起时，在原来的下限频率f_{xx}和上限频率f_{sx}处，放大器的总放大倍数只有在中频区的一半，而不是 0.707 倍。因此对应于两级放大器在放大倍数为$0.707K_Z^2$时的下限频率f'_{xx}和上限频率f'_{sx}就要向中频区方向移动。这说明放大器的级数愈多，则通频带愈窄。

图 4—29 两级放大器的幅频特性

第四节 电感耦合电压放大器

一、电路和等效电路

电感耦合电压放大器的电路和它的等效电路如图4—30(a)和(b)所示。它和阻容耦合放大器极为相似，区别仅在于电子管的屏极负载不用电阻R_a，而是一个具有铁心的电感L_a。如果L_a的电阻可以略去不计，那末直流屏流通过L_a时几乎不产生

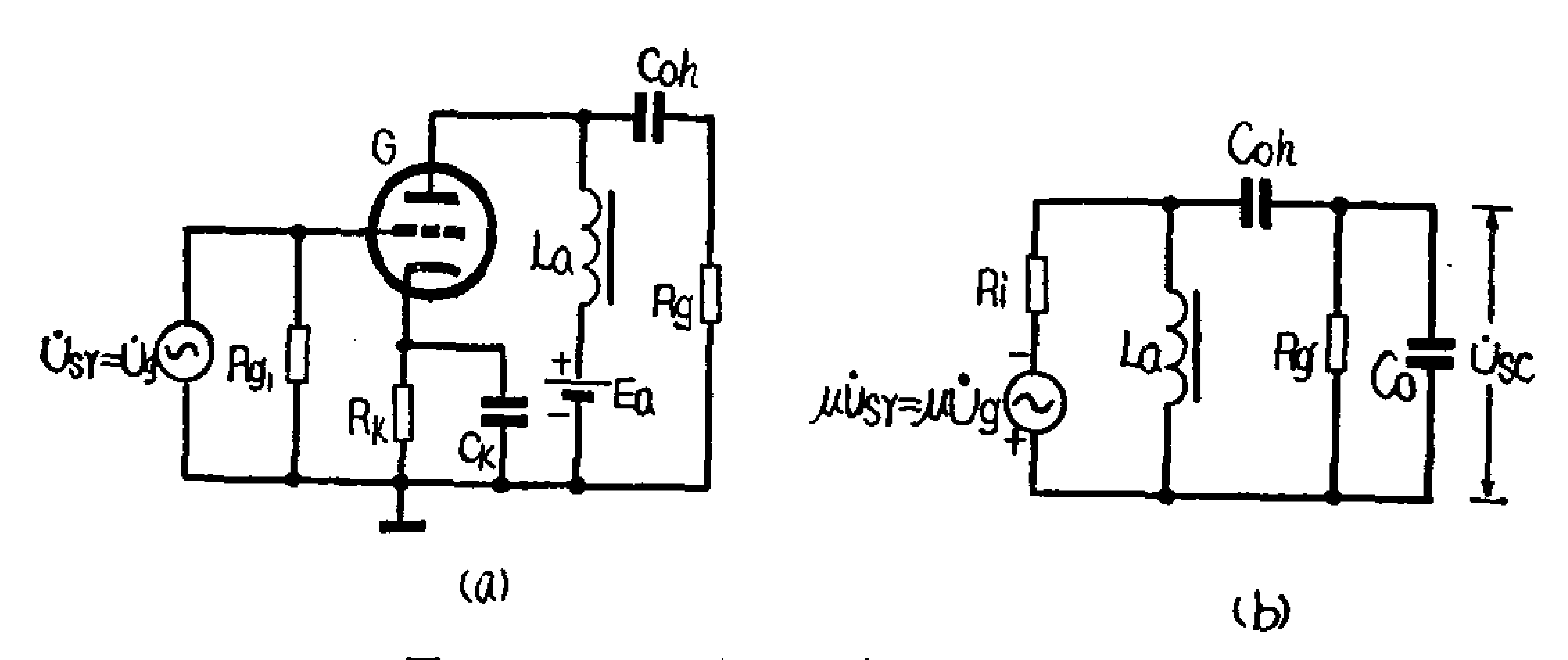


图 4—30 电感耦合放大器和它的等效电路

电压降，所以屏极电源电压Ea可以全部加在屏极上而使屏极电源电压得到充分利用。

二、放大倍数和幅频特性

电感耦合放大器的放大倍数和幅频特性也可以和上节一样采用分频区简化的方法来进行分析。在中频区范围内，与电阻R_g相比，电感L_a的感抗很大，耦合电容C_{ok}的容抗很小，分布电容C_0的容抗也很大，都可略去。因此中频区的等效电路如

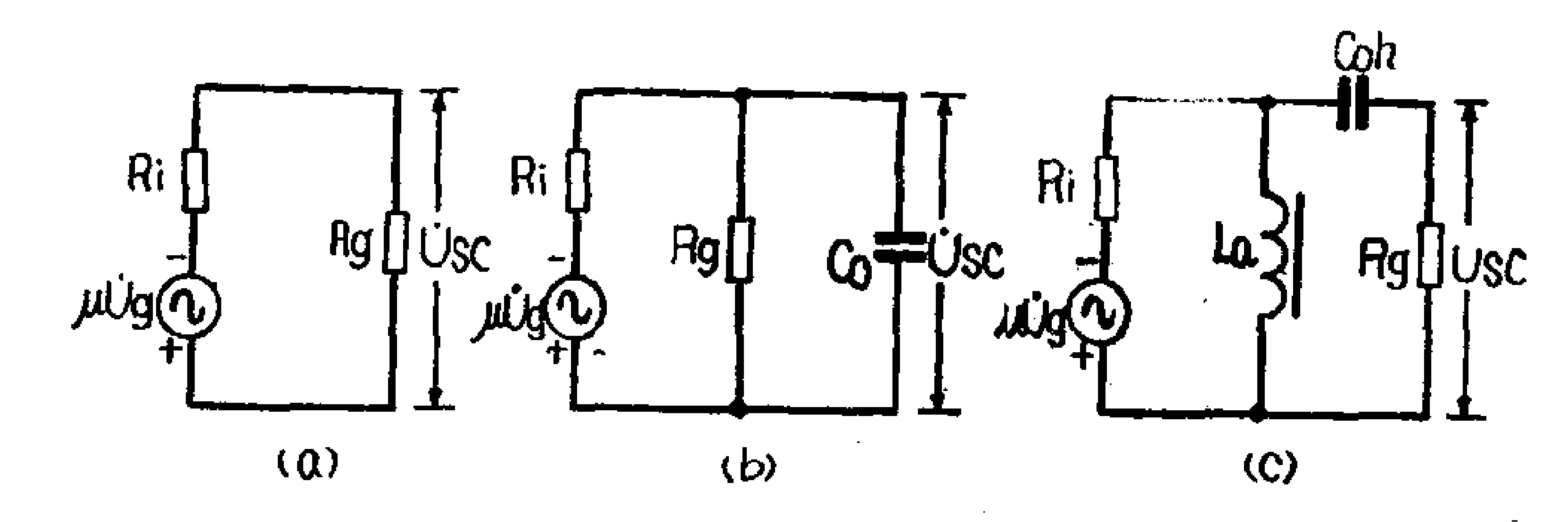


图 4—31 电感耦合放大器的分频区等效电路

图4—31(a)所示。从图中可得

$$\dot{U}_{sc}=-\mu\dot{U}_{sr}\times\frac{R_g}{R_i+R_g}=-\mu\dot{U}_{sr}\times\frac{1}{1+\frac{R_i}{R_g}}$$

所以

$$\dot{K}_z=-\frac{\mu}{1+\frac{R_i}{R_g}} \qquad (4—42)$$

在高频区，等效电路如图4—31(b)所示，L_a和C_{oh}的影响都可以略去，但C_0的容抗减小，对R_g产生较大的分流作用，同时由于在电感L_a中也存在着相当大的分布电容，使C_0的值比阻容耦合放大器大得多，致使高频放大倍数下降得很快。在低

频区，等效电路如图4—31（c）所示，C_{ok}的容抗增大，对R_g产生分压作用，同时L_a的感抗减小，对R_g产生分流作用，致使低频放大倍数下降得很快。因此这种放大器的幅频失真较阻容耦合放大器为大，即通频带较窄。同时因为采用了铁心线圈，所以重量和体积都较大，价格较贵。

第五节　放大器的输入阻抗和输出阻抗

一、放大器的输入阻抗

通常我们把在工作状态下(即有信号输入时)放大器由输入端所测得的阻抗称为放大器的输入阻抗。如果在放大器输入端加上交流电压U_{sr}而此时引起输入电流I_{sr}，那么放大器的输入阻抗Z_{sr}即可用下式求出

$$Z_{sr}=\frac{U_{sr}}{I_{sr}} \tag{4—43}$$

我们知道，一般放大器的输入回路都加上一定的栅偏压，使电子管有一个合适的工作点，也就是说，电子管栅极处于负电位而不会产生由电子发射所形成的栅流。因此放大器的输入端没有输入电流，所呈现的输入阻抗应为无穷大。但是由于电子管极间电容的存在，当有交流信号输入时，这些电容对交流来说将呈现一定的容抗而引起一定的输入电流I_{sr}，这样放大器的输入阻抗将不是无穷大而有一定的数值。

下面我们来找出输入阻抗Z_{sr}与极间电容之间的关系。

由图4—32可以看出，加上信号电源时由电子管极间电容所引起的输入电流是由两部分组成的，即

$$I_{sr}=I_{gk}+I_{ga} \tag{4—44}$$

上式中I_{gk}是通过电子管的输入电容C_{gk}所形成的电流。由电工学可知，纯电容电路的电流与电压的关系是：$I_c=\omega CU_c$，所以由C_{gk}所引起的电流是

$$I_{gk}=\omega C_{gk}U_{sr} \qquad (4-45)$$

而I_{ga}是通过跨路电容C_{ga}所形成的电流，它等于

$$I_{ga}=\omega C_{ag}U_{ga}$$

式中U_{ga}是电子管栅极与屏极间的电压。设在某一瞬间，输入电压U_{sr}的极性如图4—32所示，即栅极为正阴极为负，这时按照放大器输出电压与输入电压反相的关系，输出电压U_{sc}的极性是屏极为负阴极为正，所以由电工学的克希荷夫第二定律可知栅极和屏极之间的电位差U_{ga}应该是

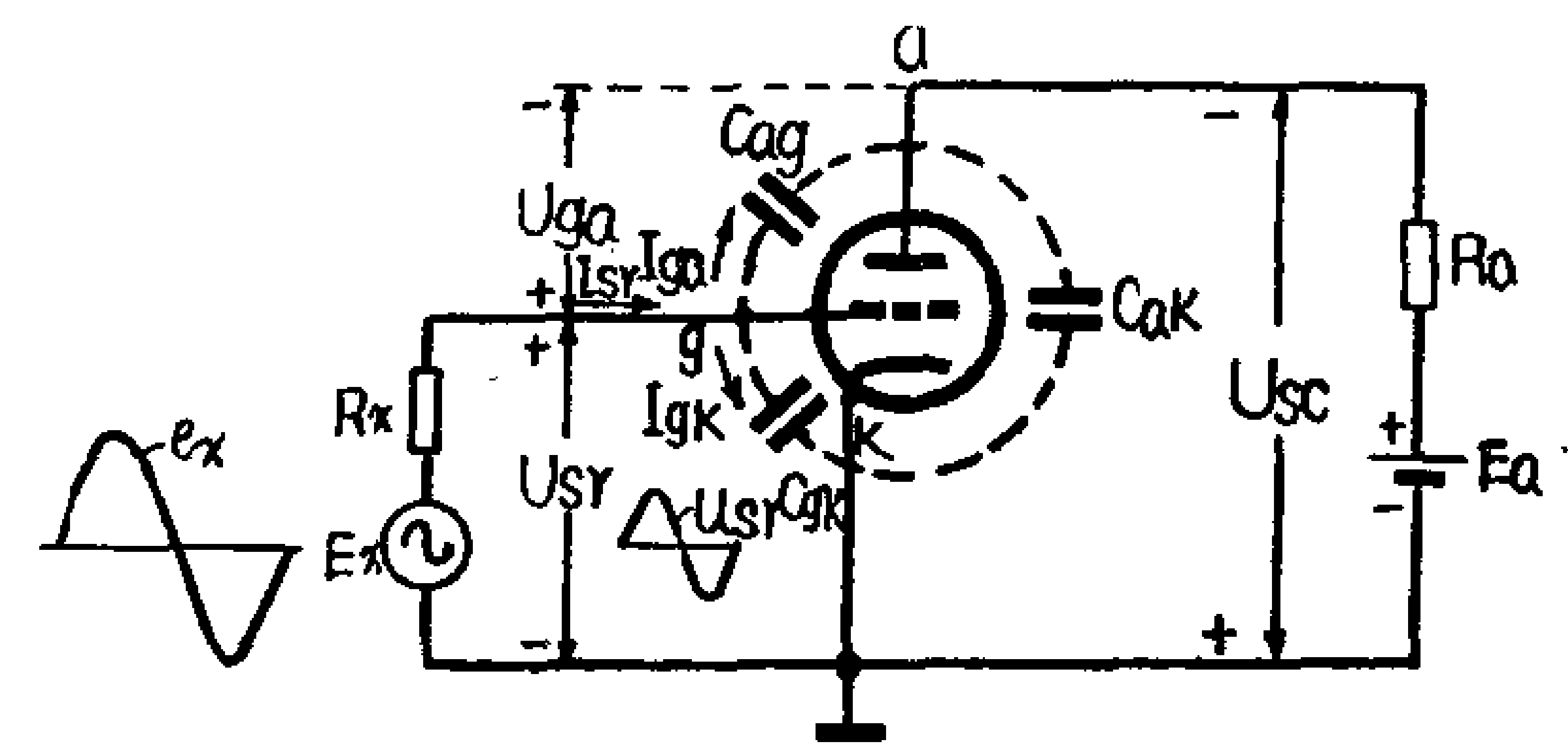


图 4—32 求输入阻抗时所考虑的电路

$$U_{ga}=U_{sr}+U_{sc}$$

又因为放大倍数$K=\dfrac{U_{sc}}{U_{sr}}$，所以

$$U_{ga}=U_{sr}+KU_{sr}=(1+K)U_{sr}$$

于是

$$I_{ga}=\omega C_{ag}U_{ga}=\omega(1+K)C_{ag}U_{sr} \qquad (4-46)$$

上式中$I_{ga}=\omega C_{ag}U_{ga}$表示在$U_{ga}$两端由于$C_{ag}$而引起的电流，而$I_{ga}=\omega(1+K)C_{ag}U_{sr}$的物理意义是，由于$C_{ag}$的存在，它相当于在$U_{sr}$两端存在一个等效电容$(1+K)C_{ag}$，因而引起电流$I_{ga}$，结果可得输入电流

$$I_{sr}=I_{gk}+I_{ga}=\omega C_{gk}U_{sr}+\omega(1+K)C_{ag}U_{sr}$$
$$=\omega[C_{gk}+(1+K)C_{ag}]U_{sr}$$

最后可求得输入阻抗

$$Z_{sr}=\frac{U_{sr}}{I_{sr}}=\frac{1}{\omega[C_{gk}+(1+K)C_{ag}]}=\frac{1}{\omega C_{sr}} \qquad (4-47)$$

在上述情况下，放大器的输入阻抗是纯电容性，其中

$$C_{sr}=C_{gk}+(1+K)C_{ag} \qquad (4-48)$$

称为放大器的动态输入电容。我们在分析阻容耦合放大器的幅频特性时，分布电容中的下一级输入电容实际上应为动态输入电容。

由式(4—48)可知，放大器的动态输入电容不仅与C_{gk}有关，而且还与放大倍数K和跨路电容C_{ag}有关。以双三极管6N2为例，它的一个三极管部分的极间电容为$C_{ag}=0.7$微微法、$C_{gk}=2.35$微微法，设$K=80$，则$C_{sr}=C_{gk}+(1+K)C_{ag}=2.35+(1+80)\times0.7=59$微微法。可见$C_{ag}$虽然比$C_{gk}$小，但是由于放大倍数$K$比较大，所以动态输入电容比电子管的输入电容$C_{gk}$大了约23倍。

因此，跨路电容C_{ag}除了如第二章所说的会使放大器在高频时因反馈而产生自激振荡以外，另一方面又使动态输入电容变得很大，使放大器的输入阻抗Z_{sr}降低，当信号电源E_x有内阻R_x存在时，就会在R_x上产生较大的电压降，使U_{sr}的幅度小于E_x的幅度，如图4—32中的波形所示。信号频率愈高，Z_{sr}就愈低，对信号幅度的衰减也就愈严重。一般说来，放大器的输入阻抗应当尽可能地提高，因此要求电子管的极间电容特别是C_{ag}应当尽可能地减小。

以上我们是根据图4—32的电路来讨论动态输入电容C_{sr}对放大器输入阻抗Z_{sr}的影响，在这个电路中栅极回路除信号电源外没有任何其他元件。但在实际应用中，电子管的栅极回路总是接上栅漏电阻R_{g1}作为栅偏压的直流通路，如图4—25所

示。在这种情况下，当信号频率较低而忽略去电子管极间电容C_{gk}、C_{ag}等的影响时，放大器的输入阻抗Z_{sr}不是无穷大而是一固定值，即

$$Z_{sr} \approx R_{g1} \tag{4—49}$$

而当信号频率较高而要考虑极间电容C_{gk}、C_{ag}的作用时，放大器的输入阻抗Z_{sr}应为R_{g1}与动态输入电容C_{sr}的容抗的并联值。

二、放大器的输出阻抗

当放大器的输入端接有信号电源时，从它的输出端向电子管方向看去，可以把它当作具有一定内阻抗的信号源来看待。这个内阻抗称为放大器的输出阻抗，用Z_{sc}来表示。例如在等效电路分析法中，把图4—1的放大器电路用图4—15(b)的等效电路来表示。如果应用等效发电机原理，把图4—15(b)再加以简化成如图4—33(a)，电路中的等效内阻就是输出电阻R_{sc}

$$R_{sc}=\frac{R_i R_a}{R_i+R_a}$$

如果考虑极间电容的影响，则除了电阻部分之外，还有电抗部分，总称为输出阻抗。在上述电路中，$R_i=11.6$千欧、$R_a=30$千欧，所以

$$R_{sc}=\frac{11.6\times30}{11.6+30}\approx8.4\text{千欧}$$

如果把图4—33(a)的电路接上负载R_{fz}，如图4—33(b)所示，则因在回路中有电流I_{sc}流通，输出电阻R_{sc}上必然产生电压降，所以输出电压U'_{sc}的幅度比U_{sc}的幅度要小。由此可见，放大器的输出阻抗是用来衡量它的带负载能力的指标。输

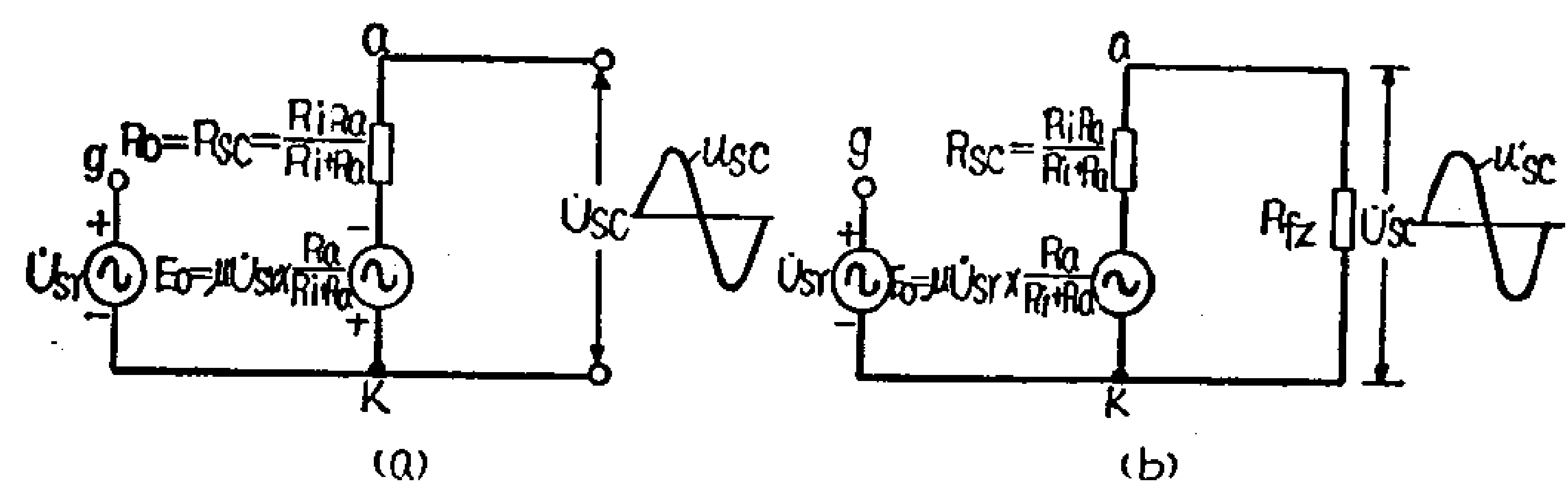


图 4—33 放大器的输出电阻及其对输出电压幅度的影响

出阻抗愈小，它的压降也愈小，则当负载变动时，输出电压仍然比较稳定。所以在负载变动较大的情况下，要求放大器具有较小的输出阻抗。

第六节 放大器中的干扰和噪声

一个放大器（尤其是多级放大器）既然可以放大非常微弱的信号，它必然也很容易接受干扰与噪声的影响。如果不存在干扰与噪声的话，不管信号是多么微弱，总可以采取提高放大倍数的办法把它放大到我们所要求的幅度。但是当放大器输入端的干扰与噪声的幅度已经达到可以和输入信号的幅度相比拟的程度时，在放大器的输出端就很难分辨出那些是真正的信号了。在这样的情况下将影响放大器的正常工作，严重地破坏放大器对微弱信号的放大作用，甚至使放大器失去放大能力。所以对放大器除了要分析它的放大倍数、频率特性等性能外，还要了解干扰和噪声对放大器的影响。

一般说来，干扰主要是外界电磁场、接地线不合理和整流器输出中因滤波不良所包含的交流分量等原因造成的现象。当放大器输入端短路时（即输入信号$U_{sr}=0$），由于外界干扰而使放大器输出端仍然存在一定幅度的交流电压，称为放大器

的交流声。而噪声则是放大器中各元件内部电子运动的不规则性所造成的现象，其中又以电子管内部产生的噪声为主要成分。在放大器输入端短路的情况下，利用电子管毫伏表或电平表就可以在输出端测到放大器的交流声与噪声电压，见图4—34。

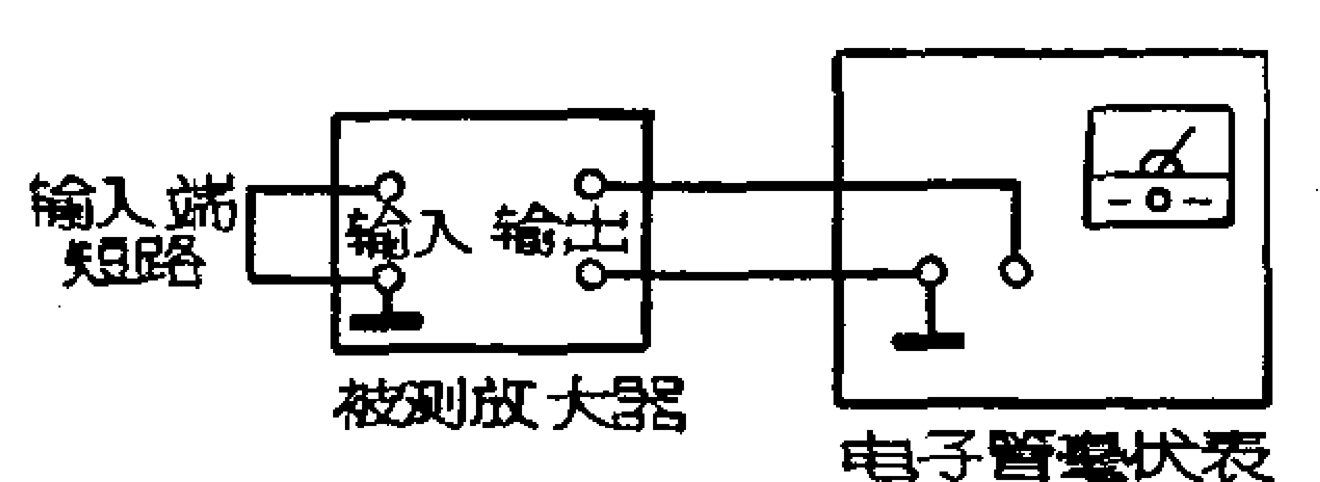


图 4—34　放大器交流声与噪声电压的测量

下面分别讨论干扰与噪声的来源及抑制的方法。

一、干扰的来源及其抑制的方法

1. 空间电磁场通过感应耦合到放大器的输入回路而引起的干扰

这种干扰以50赫交流电网的干扰最为严重，它一般都是通过放大器的电源变压器、滤波扼流圈或交流电源的引线产生的，它们在工作时所产生的漏磁通若耦合到附近的导线或穿过电子管，都会感应出电动势，其数量虽小，但当放大器的放大倍数较大时，仍有相当大的干扰电压输出。避免的主要办法是采取屏蔽措施，例如电源变压器和扼流圈尽量远离放大器的输入回路，将变压器的位置加以改变常常可以找到它的漏磁通对放大器的输入回路耦合最小的状态，必要时还可以用金属屏蔽罩把电源变压器和放大器的输入级分别加以屏蔽，屏蔽罩一定要接地。放大器的栅极接线愈短愈好，如果它的接线不能很短，则要用具有金属外套的屏蔽线，特别是对多级放大器的第一级更为重要，屏蔽线的外套要选择一点接地，在要求较高的放大器中，电源变压器的初级线圈与次级线圈之间最好加屏蔽层（见图4—35），屏蔽层也要接地。

另外，由于输出回路和电源线的电流都比较大，如果和输

入回路靠得很近，也会通过电磁感应在输入回路中产生干扰，因此放大器布线时最好把输入线与输出线和电源线（特别是交流电源线）分开走，不要互相平行。

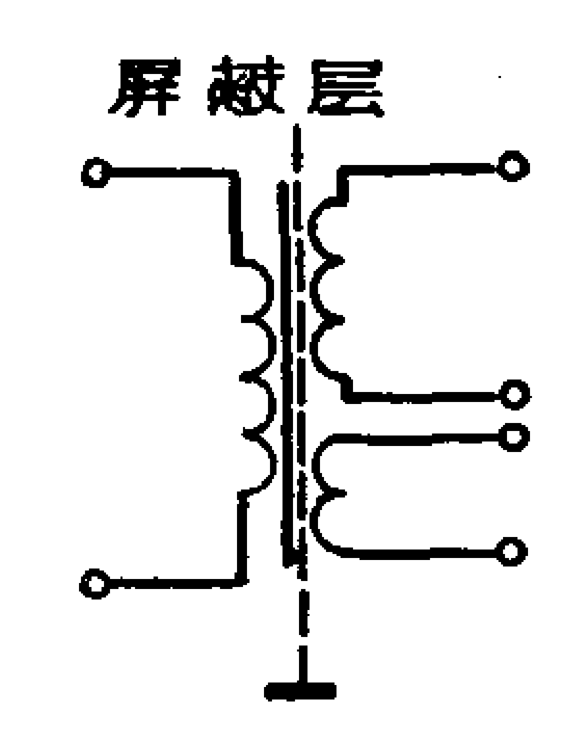


图 4—35 电源变压器的屏蔽层

当输入信号很微弱时，灯丝电源所引起的干扰也很大，因为大多数情况下都采用交流电压加热的旁热式电子管，灯丝引线所产生的电磁场将使栅极回路产生感应电压而引起干扰，因此在接线时，必须注意使灯丝引线远离栅极，并将灯丝引线绞合起来以减小电磁场的影响。

2. 交流电源通过分布电容耦合到输入回路而引起的干扰。

在放大器中，50赫交流电源也会通过一些分布电容耦合到放大器的输入回路而引起干扰，其中的一个干扰途径如图4—36(*a*)所示，交流电源（一端接大地）通过电源变压器初级线圈与灯丝线圈间的分布电容C_1、灯丝与阴极间的分布电容C_{fk}、栅极与阴极间的分布电容C_{gk}、栅漏电阻R_g、机壳与大地之间的分布电容C_2而成回路，回路中的50赫电流在R_g上产生的电压降经放大后将引起严重的干扰。避免由这种原因而引起干扰

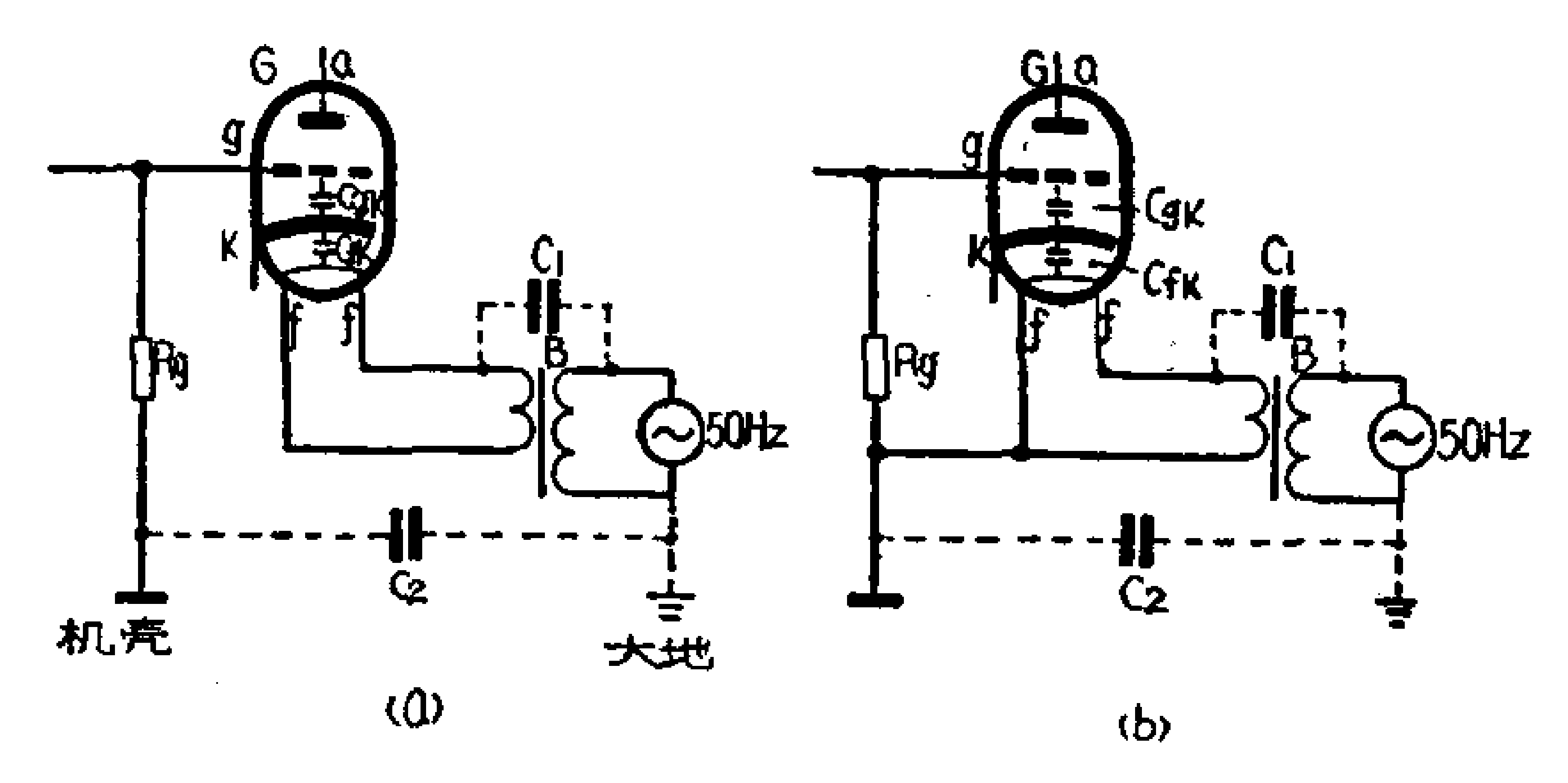


图 4—36 交流电源的干扰途径和抑制的方法

的方法是将灯丝的一端接地(机壳)，如图4—36(b)，灯丝接地后，绝大部分干扰电流将不通过C_{fK}、C_{gK}和R_g而直接经C_2流回大地，使干扰电流大为减小，所以放大器中电子管的灯丝要一端接地。

此外，50赫的灯丝电压也会通过电子管内灯丝引线和栅极引线间的分布电容C_{fg}〔见图4—37(a)〕而引起干扰，它的干扰途径如图4—37(b)点划线所示，干扰电流通过R_g将产生50赫

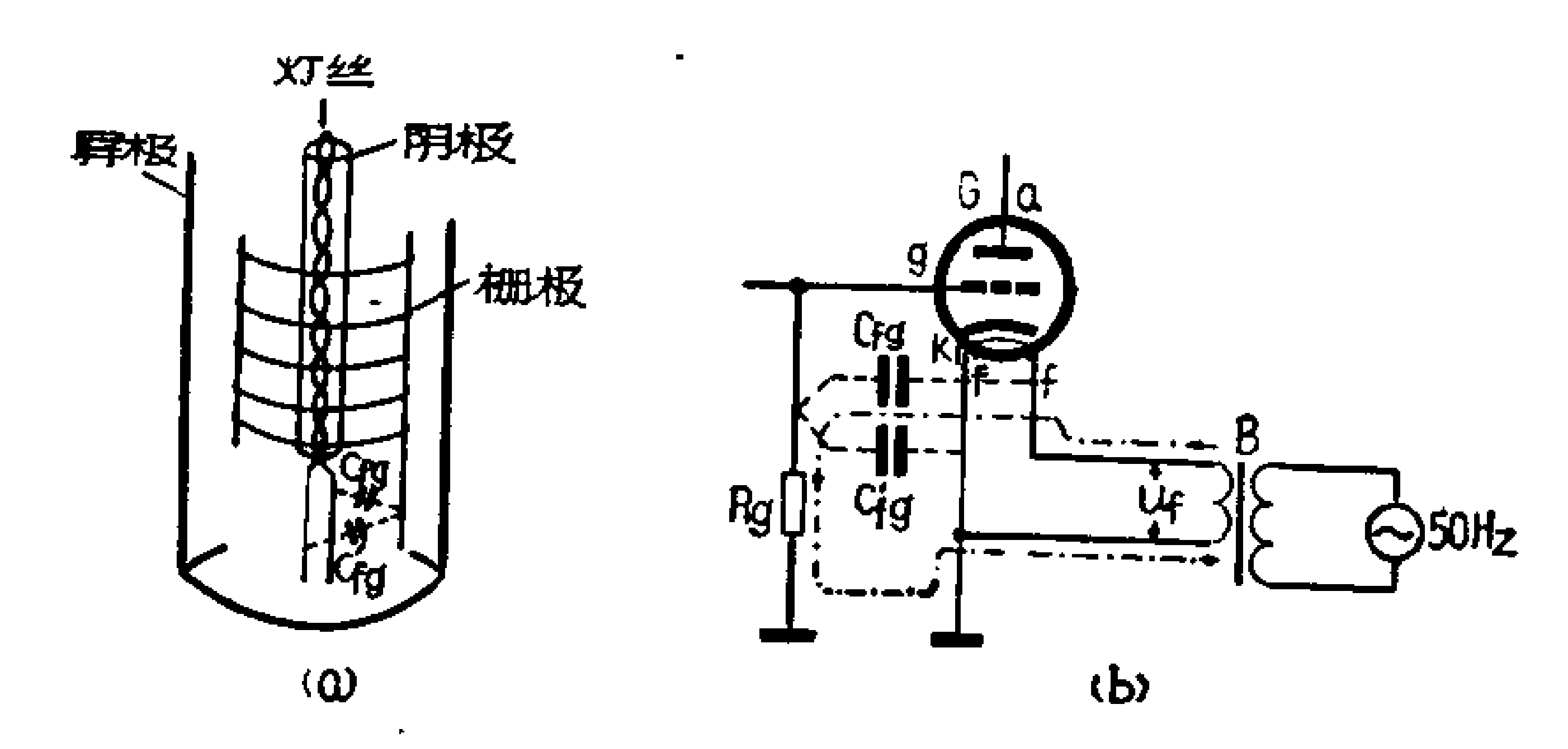


图 4—37 电子管灯丝与栅极间的电容耦合

的干扰。这种干扰可以按图4—38(a)那样将灯丝线圈引一个

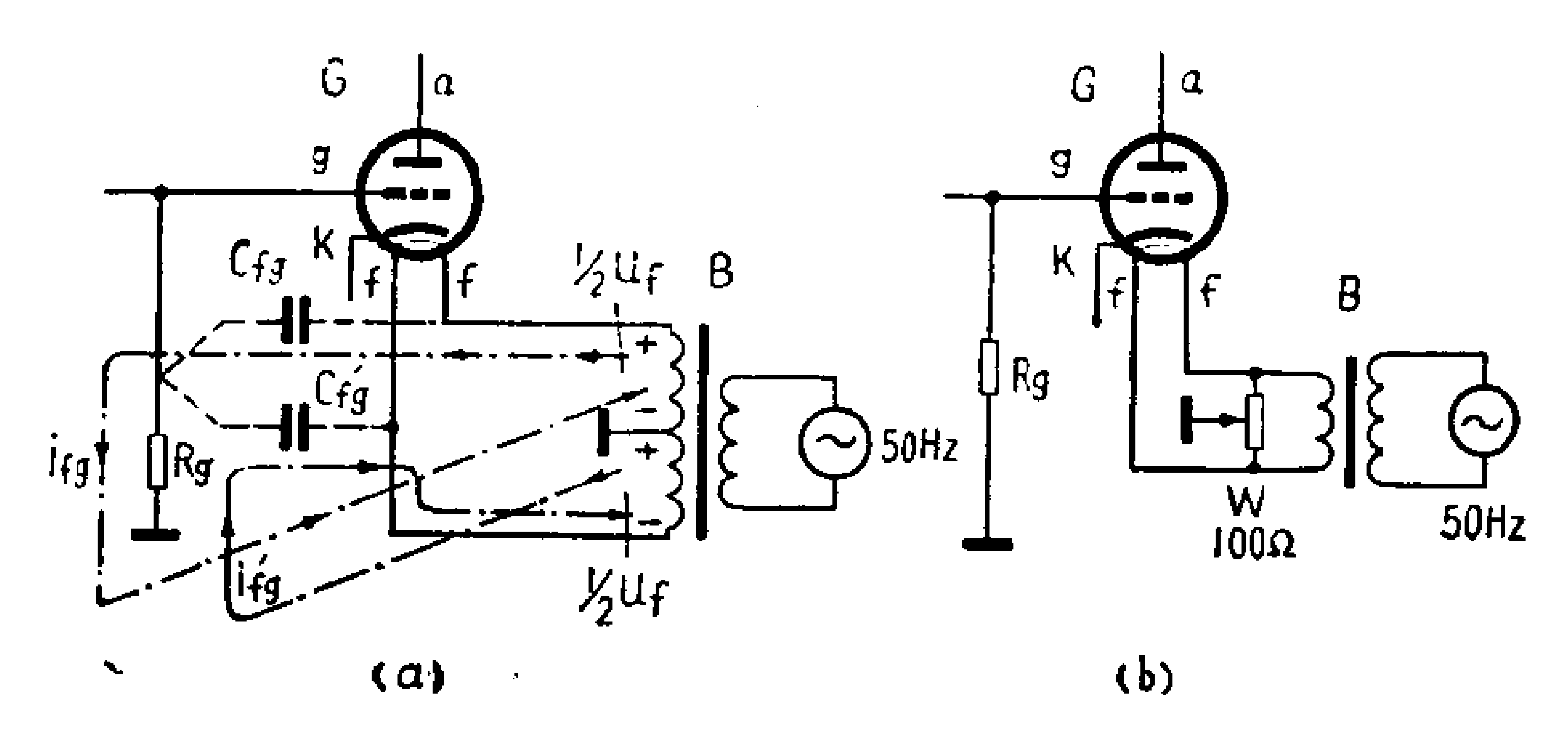


图 4—38 消除灯丝与栅极间电容耦合的方法

中心抽头接地来避免，在这情况下，灯丝电压U_f分成相等的两部分，使通过R_g上的干扰电流也分成i_{fg}和i_{fg}'两部分，而这两部分电流以相反的方向流过R_g，如果灯丝线圈的中心抽头准确的

话，通过R_g的i_{fg}和i'_{fg}大小相等而使这两部分干扰电流相互抵消。在图1—8的$QP379$-B传输测试器电源供给部分的电路中，供给电子管G_3、G_4的灯丝线圈就是采取这种措施来减小50赫干扰的。如果电源变压器的灯丝线圈没有抽头时，可用一个100欧左右的电位器W并联在灯丝线圈上而将电位器的动接点接地，如图4—38(*b*)，这样与有中心抽头线圈的作用一样，调节W动接点的位置可使i_{fg}与i'_{fg}大小相等而将干扰减至最小。

3． 由电路方面引起的干扰

这种干扰一般来自两个方面：一方面是电源，另一方面是接地回路。

在电源方面，由于50赫交流电源经过整流后因滤波不良还有一定的交流分量输出（如图4—39中的e_a），这个交流分量电压经过第一级的屏极回路就加到第二级的栅极再经第二级放大而造成干扰。它和50赫电磁场干扰的区别在于经过整流后输出的交流分量对全波整流来说主要是交流电源频率的二次谐波（即100赫），这可以在图4—40中将全波整流的输出电压波形分解看出来。减小这种干扰的方法是加强滤波器的作用。通常在多级放大器中，为

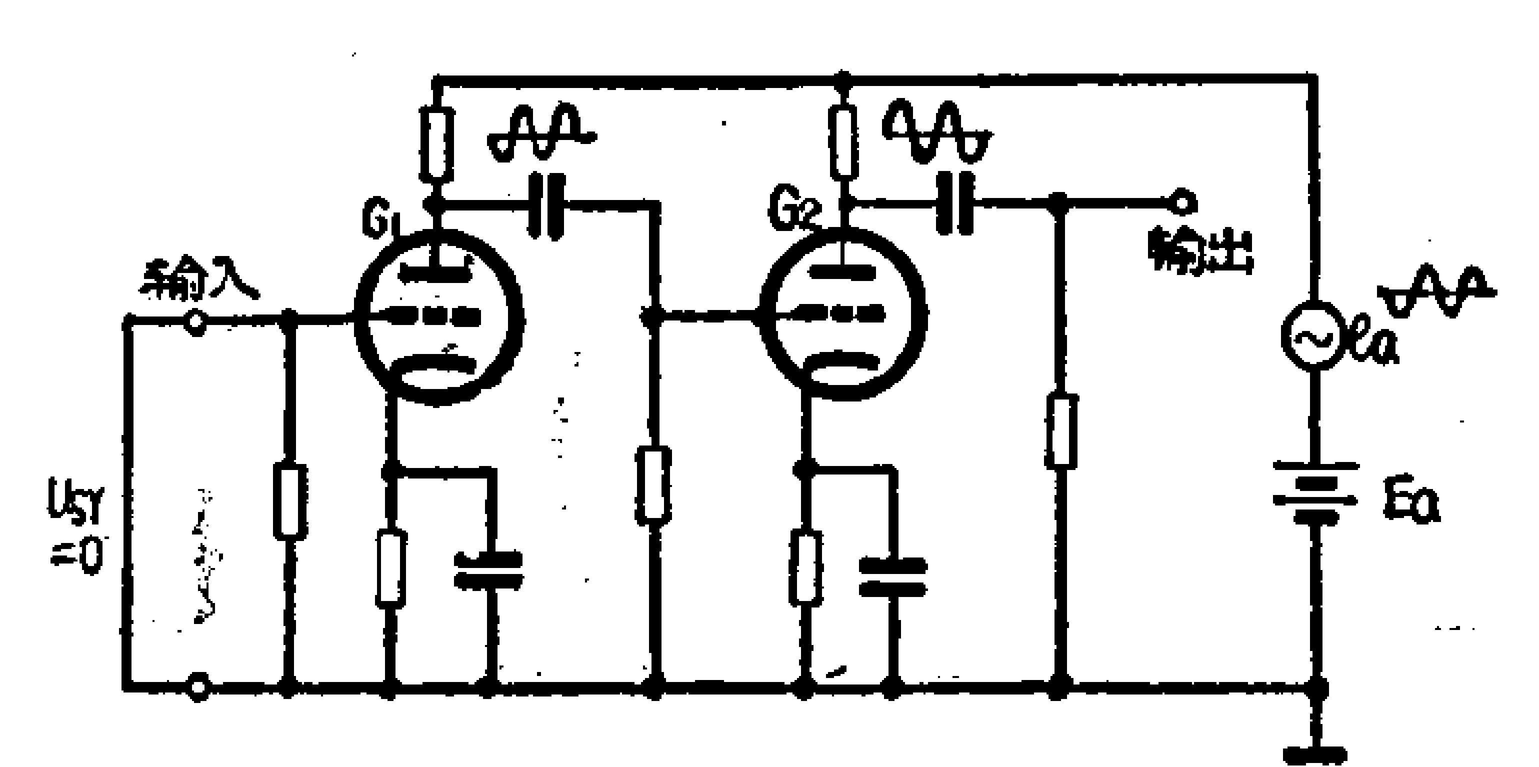


图 4—39 由于电源滤波不良而产生干扰

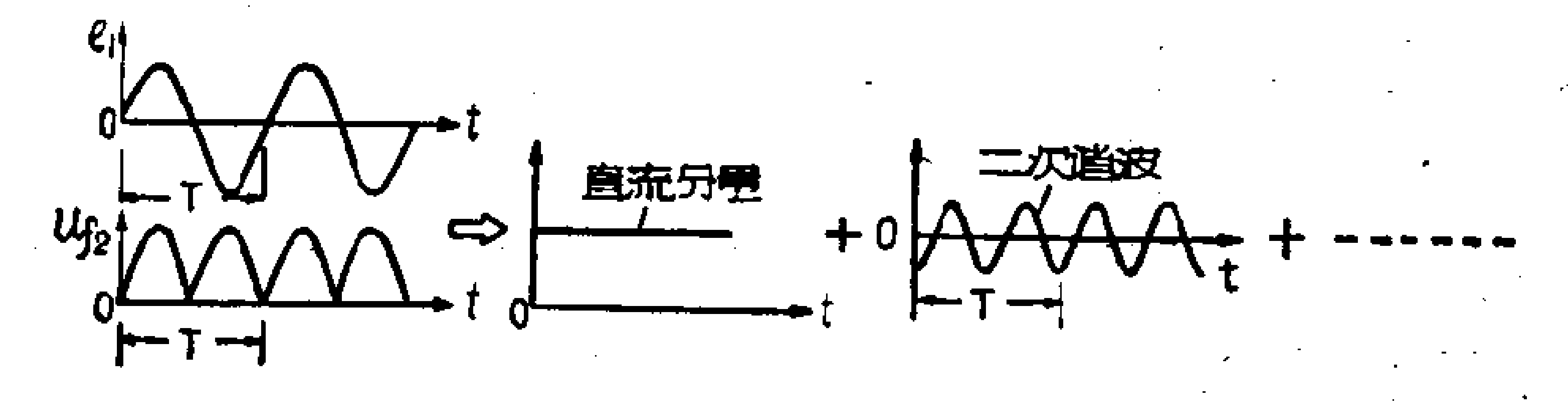


图 4—40 全波整流输出中的交流分量

了使电路工作稳定，每级都接有去耦滤波电路（参看图6—34），它同时也有减少屏极电源中交流分量的作用。

由于接地点和地线安排不合理，也会造成严重的干扰。例如图4—41（a）中G_1、G_2的屏流i_{a1}、i_{a2}都流过接地导线的ab段而回至E_a的负极，由于ab段的导线有一定的电阻，因而在该段所引起的电压降便作用于栅极回路内，可能使电路的工作不稳定。尽管接地导线是用较粗的裸铜线，ab段的电阻也不大，但是由于放大器的总放大倍数很大，它的影响还是相当显著的。消除的方法是，改变电源接地点的位置，同时把每级要接地的元件先汇总在一起，然后再接到地线上去，如图4—41（b）所示。在这种情况下，因为i_{a1}及i_{a2}不流过第一级栅极回路，干扰的来源就被消除了。一般说来，放大器的地线最好采用比较粗的裸铜线，并且由末级到前级依次连接，在一点接地，避免用放大器的底盘当地线。

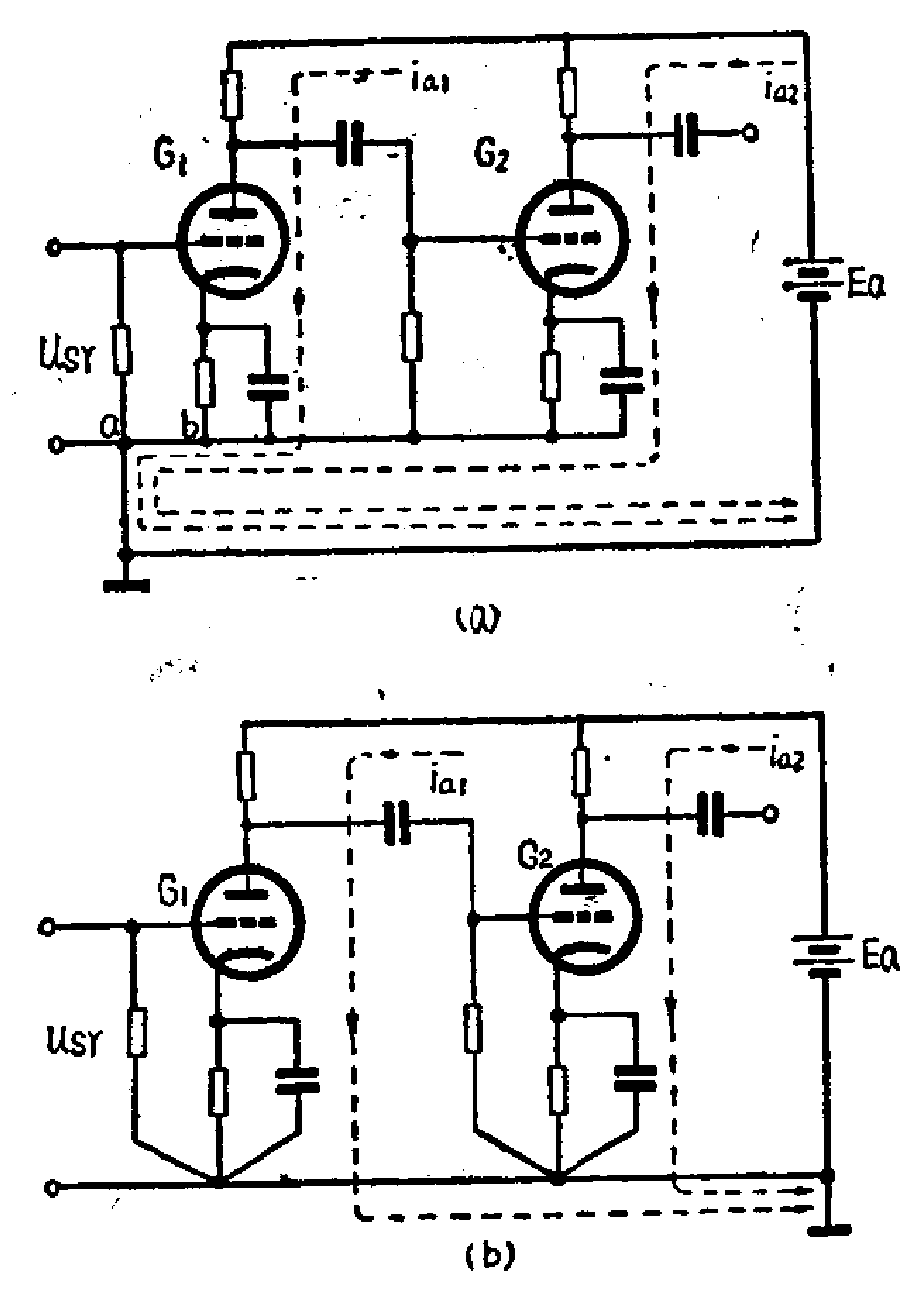


图 4—41 当接地点分散时所引起的干扰和避免的方法

4. 工艺质量不好引起的干扰

其中最严重的是假焊，所谓假焊就是一个焊点从表面上看似乎已经焊牢，但实际上在焊点的地方接线并没有很好的接触，或者时通时断，从而引起很大的干扰，或者使放大器工作

不正常。由于一个放大器的焊点数目往往上百上千，假焊点又很难找到，加上因假焊而产生的现象变化多端容易造成各种错觉，以为故障是电路中其他方面的问题，因而容易忽视。因此在焊接过程中，必须严格遵守焊接规程，在思想上明确假焊的危害性，才能够保证放大器的质量。

二、噪声的来源及其抑制的方法

噪声是由一系列杂乱的电波动所造成的，用示波器观察到放大器输出端的噪声波形如图4—42所示，它与外界干扰而引起的放大器交流声不同之点在于噪声电压是非周期性的、没有一定变化规律的电压。

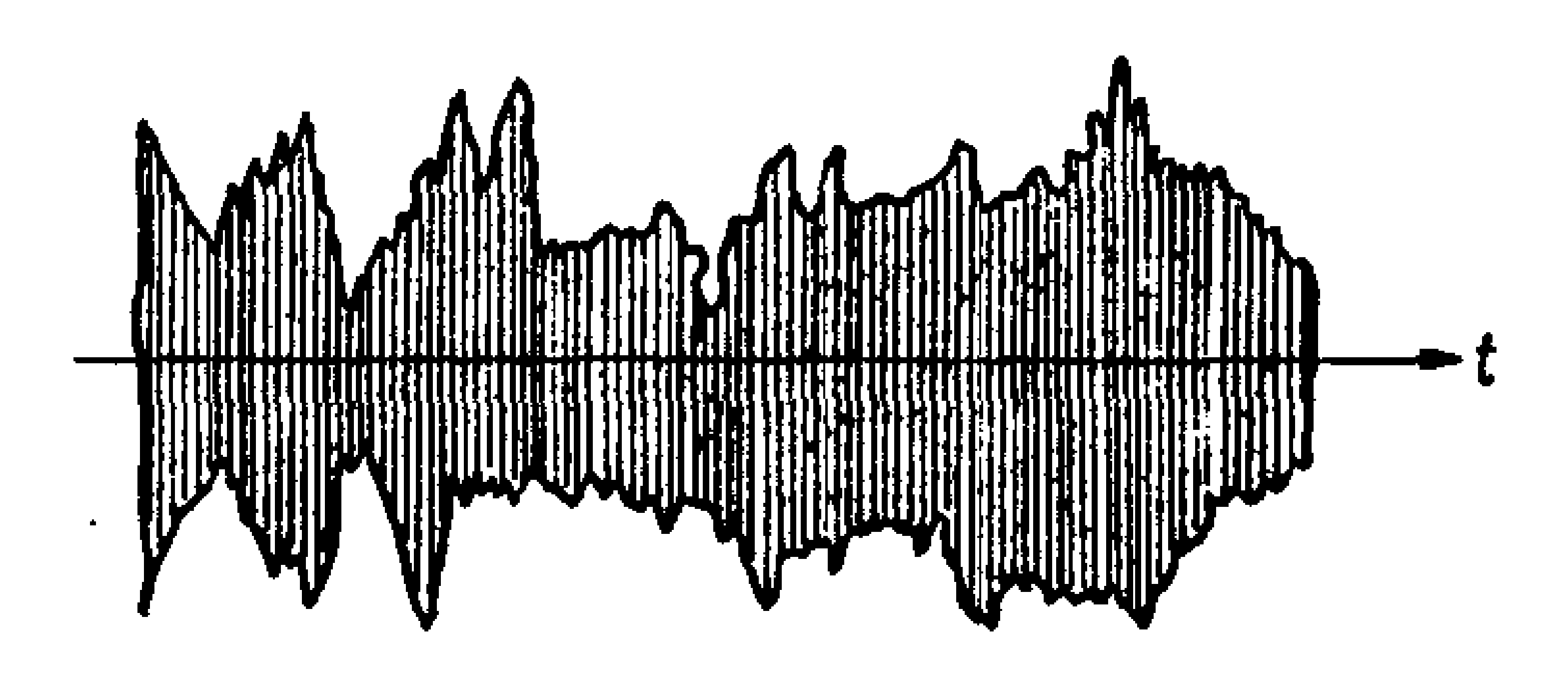


图 4—42 噪声电压的波形

由于放大器的噪声总是与信号相对立而存在的，所以一般说来，脱离了信号的大小来讲噪声的大小是没有意义的。例如当输入信号只有10毫伏的时候，则放大器在输入端的噪声电压必须低于10毫伏，否则信号将被噪声所掩盖。通信上常用信号噪声比(简称信噪比)来说明信号与噪声之间的数量关系，它的定义是

$$信号噪声比=\frac{信号功率}{信号中含有的噪声功率} \quad (4—50)$$

所以只有当信号噪声比大于1或甚大于1时，信号才不致被噪声所掩盖，微弱信号才能有效地得到放大。

放大器中的噪声可以分成两方面，即电路中的热噪声和电子管的管内噪声。

1. 热噪声

任何电阻或导体即使不与电源接通，它的两端间也有电

压。这是由于导体内自由电子的热运动是不规则的，在任何瞬间通过导体每个截面的电子数目的代数和是不等于零的，因此在导体的两端就呈现一个随时间而改变的噪声电压。由于它是一个非周期性的电压，从非正弦交流电的分解可知，它包含许许多多不同频率的交流分量，如经过放大后将对放大器产生严重的影响。

2． 电子管内的噪声及其削弱方法

电子管产生内部噪声的原因很多，主要的有以下几个方面：

（1）阴极发射电子是不均匀的，在某一瞬时离开阴极的电子数目，是由具有足够速度的电子数目而定。因为电子的速度各不相同，而且在很大范围内变动，所以离开阴极的电子数目在不同的瞬间总有一点改变，这就造成了屏流的非周期性变化而形成噪声。采用跨导较大的电子管对降低噪声也是有益的，因为对应于某一输入电压变化，如果跨导大，则屏流变化值也大，因而噪声所占的百分比就要小。

（2）在五极管内，屏极与帘栅极间的电流分配比较复杂，这是由于电子从阴极出来时的速度和方向时常在改变，因此电流分配在时间上不是恒定不变而产生噪声。所以五极管的噪声比三极管的大，因为三极管中当栅压为负时不存在电流分配的问题。

（3）管内真空不完善，有剩余的气体分子。当电子管工作时，由于气体分子受高速电子撞击而产生电离。电离过程也带有不规则性，同时正离子移向阴极附近时也部分地抵消了空间电荷的作用，因而促使阴极电流的起伏而引起噪声。因此在高放大倍数的放大器中，要选用高真空度的电子管。

本 章 小 结

电子管放大器的分析方法有图解分析法和等效电路分析法两种。图解分析法是在电子管静态特性曲线族上用作图的方法来确定电子管的静态工作情况和分析屏压、屏流和栅压的波形。等效电路分析法是当电子管的特性可以用一些不变的参数来表示时，将电子管放大器用一个等效的线性电路来代替，这可以用来分析放大器的放大倍数和频率特性。

阻容耦合放大器是电压放大器中最常用的一种。分析这种放大器时，通常可以用图解法确定它的静态工作点，而用等效电路法分析它的频率特性。频率特性是由幅频特性和相频特性组成的。

电压放大器的主要质量指标是放大倍数和频率失真，即要求满足频率失真的要求下，如何获得最大的放大倍数。阻容耦合放大器的放大倍数和频率失真的分析，可根据耦合电容和分布电容在不同频率下的不同影响，把频率特性分成低频区、中频区和高频区。中频区的放大倍数最大，幅频特性和相频特性都很平；而低频区和高频区的幅频特性都以一定的规律下降。当放大倍数下降到中频放大倍数的0.707倍时的频率称为上限频率和下限频率。下限频率和上限频率之间的频率范围称为通频带。通常要提高上限频率就要减小R_a和C_0值；而要降低下限频率就要增大C_{oh}的值。

放大器的级数愈多，总的中频放大倍数愈大，但是通频带变得愈窄。

放大器的输入阻抗是用来衡量信号加到放大器的输入端所受到的衰减程度的指标。从提高放大作用方面来看，一个放大

器的输入阻抗应该愈大愈好。

放大器的输出阻抗是用来衡量放大器的带负载的能力的指标。一个放大器的输出阻抗愈小，输出电压受负载变动的影响也愈小。

习 题 与 思 考 题

1．电子管放大器的基本工作原理是怎样的？为什么它的输出电压和输入电压的相位相反？

2．阻容耦合放大器的直流负载线和交流负载线有什么区别？

3．试列举阻容耦合放大器电路的基本元件，并说明这些元件的作用？

4．阻容耦合放大器在低频区和高频区放大倍数下降的原因是什么？那些元件影响低频区和高频区的特性？

5．当阻容耦合放大器的耦合电容绝缘不良时，下一级电子管的屏流会增加还是减小？什么原因？

6．在图4—34的放大器电路，说明当把电路中的一些元件作以下的变动时，对放大器的工作将产生什么影响：(1) R_{g1}短路；(2) R_a减小；(3) R_a开路；(4) R_K短路；(5) C_{oh}短路；(6) R_g短路。

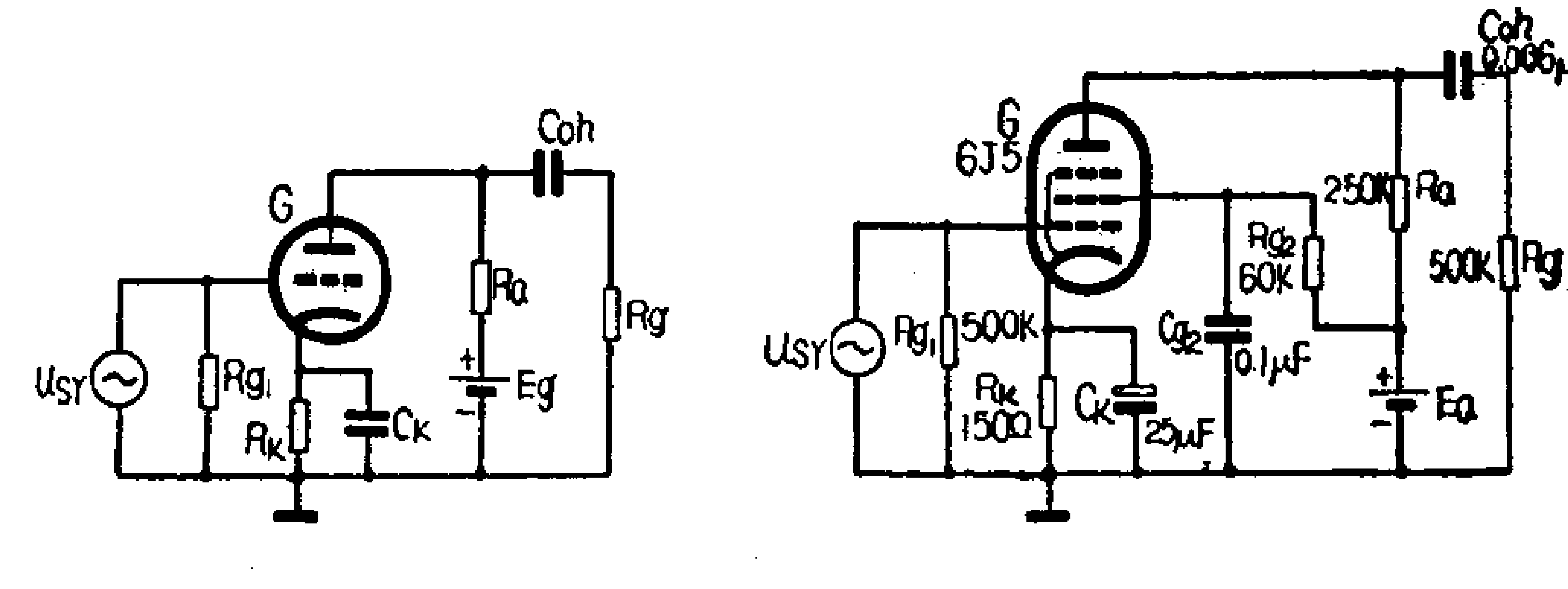


图 4—43　题6的电路　　　图 4—44　题7的电路

7. 有一阻容耦合放大器，所用的电子管是6J5，已知它的参数：$S=9$毫安/伏，$R_i=350$千欧，电路中的分布电容$C_0=150$微微法，其它各元件数值如图4—35所示。试求：(1)中频区放大倍数K_z；(2)放大器的上限频率f_{sx}和下限频率f_{xx}；(3)频率为100赫和5000赫时的放大倍数。

第五章　功率放大器

内　容　提　要

功率放大器的作用是输出必要的交流信号功率以使负载工作。这一章着重介绍在载波通信中常用的单边五极管功率放大器，主要是用图解法分析它的输出功率、效率和非线性失真，并且用等效电路法分析它的频率特性。对于其他形式的电路，如推挽功率放大器和倒相电路只作简要的介绍。

第一节　单边功率放大器

一、什么是功率放大

在通信设备中，一个多级放大器的最后一级总要带上一定的负载，例如使扬声器发出声音，或者接到长途线路上使信号能作远距离的传输等，这就要求放大器输出一定的信号功率。因此这一级放大器就称为功率放大器。

功率放大器和前一章所讨论的电压放大器有共同的地方，即二者都是为了放大电信号，所以在电路结构上基本相同，如输入回路同是信号源与栅偏压串联，输出回路也是负载与屏极电源串联等，并且在分析方法上也基本相同，也是用图解法和等效电路法；但不同的地方是，电压放大要求输出电压的幅度大，而功率放大则要求输出一定的功率，即要求输出电压和电

流的幅度都大。因此如何能使负载得到尽可能大的输出功率，就是对功率放大器的主要要求。

要特别指出的是，所谓功率放大，并不是说放大器能将它的输入信号功率真正加以放大。功率放大器输出到负载上的功率，实际上是由另外一个能源（屏极回路中的直流电源 E_a）供给的。放大器中的电子管只能起能量转换作用，即它只是把直流电源的能量按照输入信号的变化规律传送给负载，使负载得到与输入信号电压相对应而又较大的信号功率。

功率放大器要求输出较大的功率，必须有较大的屏流，这就要求输入信号电压要足够大，使电子管处于充分利用的状态，如图5—1中的$\tilde{i}_a$和$\tilde{u}_g$所示，输入电压$\tilde{u}_g$足够大时，$\tilde{i}_a$的变化幅度就大。所以电压放大器通常是为了配合功率放大器而使用的，它把微弱的信号电压放大到功率放大器正常工作所必需的幅度，因此有时还要用多级电压放大才能满足这个要求，例如将要在第六章中介绍的图6—22ZM202型载波机线路放大器，电子管G_3是功率放大，它的前面就需要G_1和G_2两级阻容耦合电压放大。功率放大器为了得到大的输出功率而输入足够大的信号电压时，将使电子管工作在动态特性曲线的弯曲部分，以致引起非线性失真，这从图5—1中就可以看出。所以在功率放大器中，输出功率与非线性失真就成为主要的矛盾。

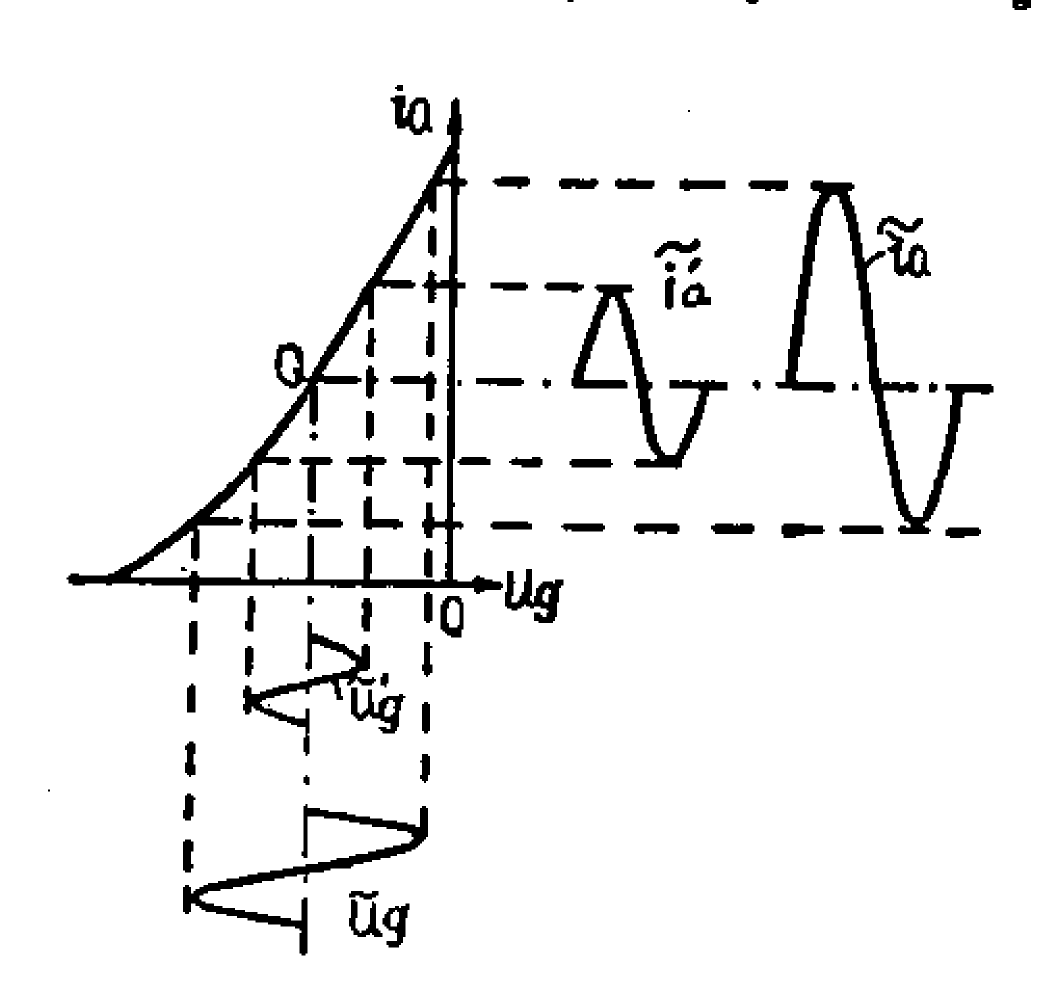


图 5—1　屏流变化的幅度与输入电压的关系

为了得到较高的电能利用率，在功率放大器中还要考虑到它应具有较高的效率。在同样的直流输入功率下，能够转变成的交流输出功率愈大，则表示效率愈高。

因此，衡量功率放大器性能的标准主要是在容许的非线性失真条件下，尽可能得到最大的输出功率和较高的效率。

二、单边功率放大器的基本电路

图5—2是单边功率放大器的基本电路。电路中帘栅极直接接到屏极电源的正端，这样可以提高屏流以获得较大的输出功率。功率放大器的负载在中频区范围内，大多数情况下可认为是一个纯电阻，一般以R_{fz}来表示。在单边功率放大器中，由于三极管的输出功率较小，一般都使用五极管或束射管。

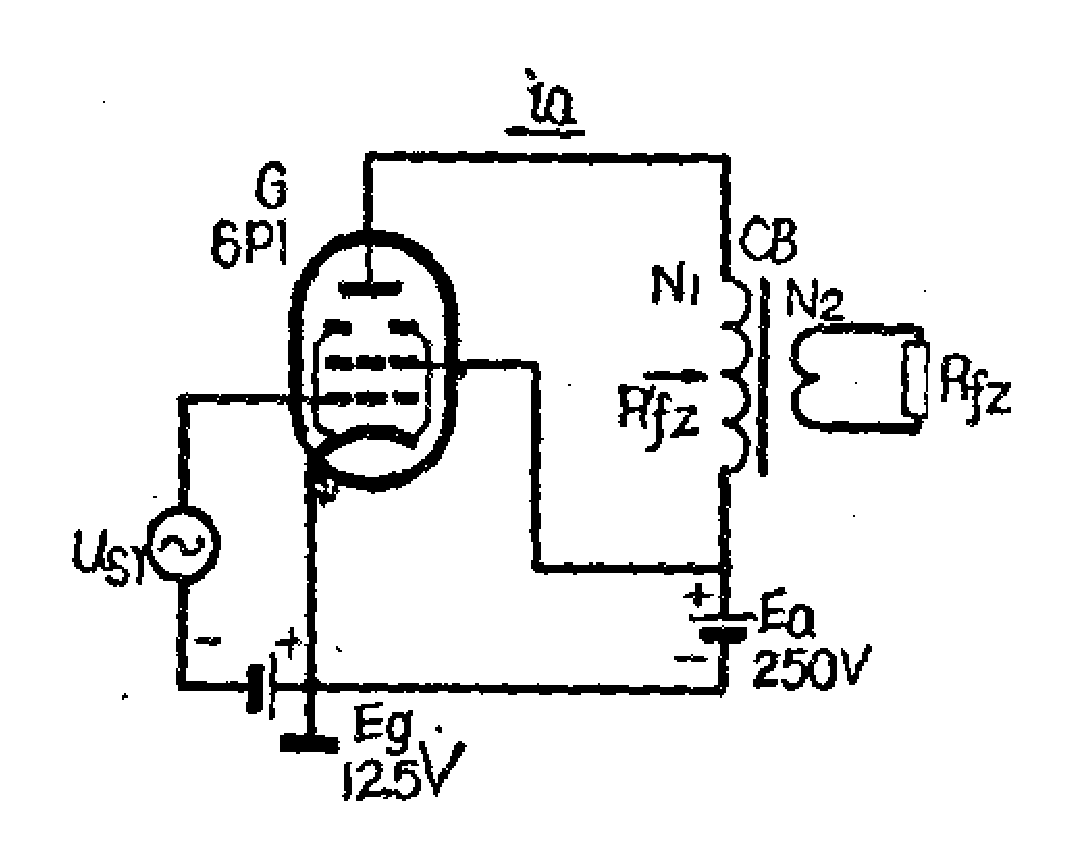


图 5—2 单边功率放大器的基本电路

功率放大器通常都用变压器与负载相耦合，这个变压器就称为输出变压器，用符号CB来表示。输出变压器的主要作用是通过变压器的变换作用，将实际的负载电阻R_{fz}变换为电子管所要求的负载电阻。因为放大器实际的负载电阻值一般都比较低，如普通扬声器音圈的交流电阻约为3.5欧至16欧，长途明线为600欧，而电子管所要求的负电阻往往又比较高，如束射管6P1的负载电阻达5.5千欧，解决这两者之间的矛盾的方法是采用变压器。

在电工学中我们已经知道，变压器不单只能改变电压和电流，并且还有变换阻抗的作用。变压器变换阻抗的关系是

$$\frac{Z_1}{Z_2}=\left(\frac{N_1}{N_2}\right)^2=n^2$$

或写成

$$Z_1 = n^2 Z_2$$

其中

$$n = \frac{N_1}{N_2} \qquad (5—1)$$

式中N_1、N_2分别是变压器初、次级线圈的匝数，n是N_1与N_2之比称为变比，Z_2是接在次级线圈上的阻抗，Z_1则是次级线圈接上Z_2时折合到初级线圈的等效阻抗，这些关系分别表示在图5—3中。

图 5—3 变压器变换阻抗的作用

结合到功率放大器的电路，通过输出变压器的变换作用，将负载电阻R_{fz}折合到初级线圈的等效电阻是R'_{fz}，R'_{fz}就是电子管所要求的负载电阻。所以在功率放大器电路中有以下的关系

$$R'_{fz} = \left(\frac{N_1}{N_2}\right)^2 R'_{fz} = n^2 R_{fz} \qquad (5—2)$$

例如 6P1的屏极负载电阻是 5.5 千欧，放大器的实际负载电阻是600欧时，输出变压器的变比应为

$$n = \sqrt{\frac{R'_{fz}}{R_{fz}}} = \sqrt{\frac{5500}{600}} \approx 3$$

即输出变压器初、次级线圈的匝数比约为3:1。

三、工作原理

现在以图5—2所示的基本电路为例，用图解法来分析它的静态和动态工作情况。

1.静态工作点

在上一章中我们已经知道，在静态时，电子管各部分的电

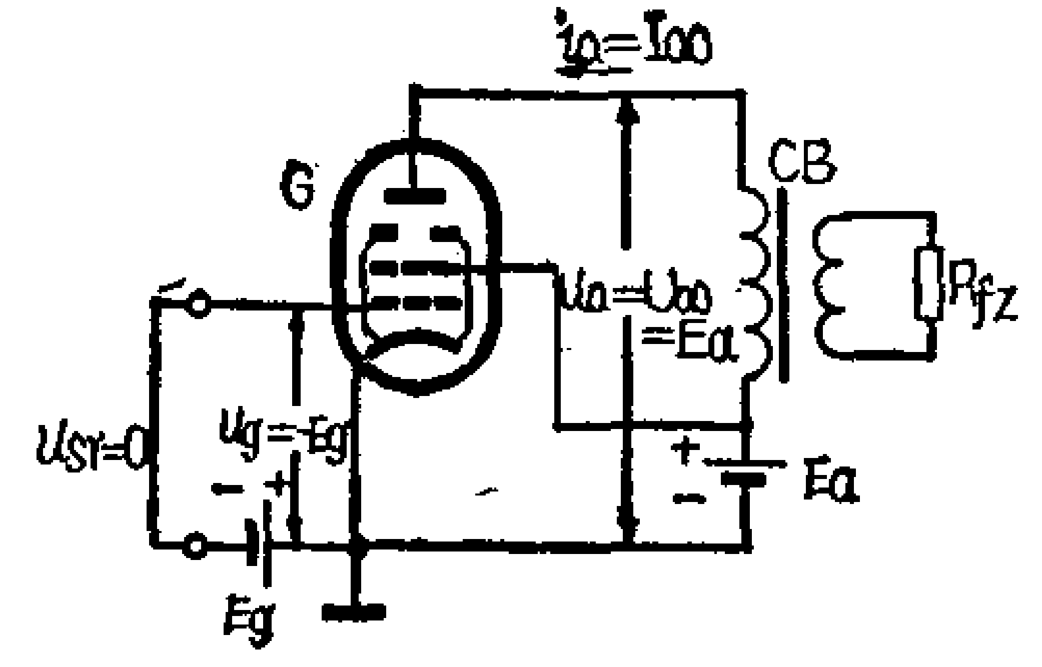


图 5—4 没有信号输入时功率放大器各部分的电流和电压

流、电压都是直流，所以静态时只有直流电流通过输出变压器。由于输出变压器对直流没有感应作用，而它的初级线圈的直流电阻一般都很小，在它上面所产生的直流电压降就很小，可以认为初级线圈对直流来说是短路的，这时电路的情况如图5-4所示。因此直流负载线的方程为

$$u_a=E_a \tag{5—3}$$

可见直流负载线是一条通过屏极特性曲线族上横轴的$u_a=E_a$那一点的垂直线。当屏极电源E_a已知时，直流负载线就很容易作出。直流负载线与$u_g=-E_g$的屏极特性曲线的交点就是电子管的静态工作点Q。由图5—2所给定的数据我们可以在图5—5的屏极特性曲线族上作一条通过$u_a=250$伏的垂直线，这就是直流负载线，它与$u_g=-12.5$伏的那条特性曲线的交点就是静态工作点Q，在Q点上的静态屏压和屏流分别是$U_{ao}=E_a=250$伏和$I_{ao}=44$毫安。

2.交流负载线

在有信号输入时，屏流中将产生交流分量。根据上面讨论的原则，输出变压器的初级线圈相当于一个电阻R'_{fz}，它的数值是R_{fz}的n^2倍。当变比n已知时，交流负载线的方程为

$$u_a=E_a-\tilde{i}_aR'_{fz}$$

因为$i_a=I_{ao}+\tilde{i_a}$，所以

$$u_a=E_a-(i_a-I_{ao})R'_{fz} \tag{5—4}$$

上式中，当$i_a=I_{ao}$时，$u_a=E_a=U_{ao}$，所以交流负载线也通过静态工作点Q。再参照第四章的式(4—4)可知交流负载线的

夹角为

$$\alpha = \mathrm{tg}^{-1}\frac{1}{R'_{fz}} = \mathrm{tg}^{-1}\frac{1}{n^2 R_{fz}} \tag{5—5}$$

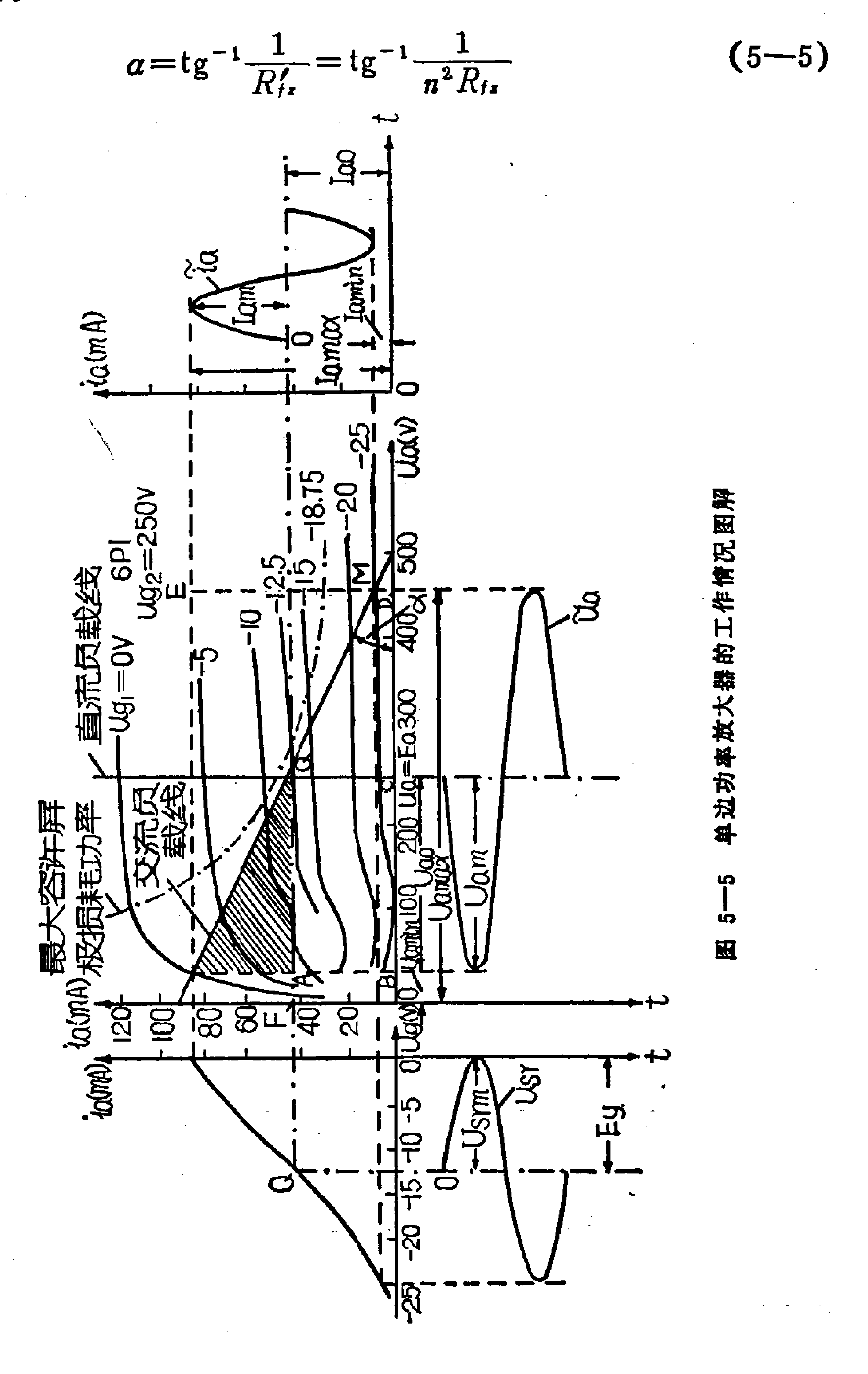


图 5—5 单边功率放大器的工作情况图解

可见交流负载线是一条通过Q点而与横轴夹角为 α 的直线 MN，见图5—5。

3． 屏流和屏压的波形

交流负载线作出以后，就可以找出在有信号输入时屏极回路中屏流与屏压的变化规律．方法是根据交流负载线先作出动态特性曲线，然后作出当栅极回路加入正弦波信号电压时相应的屏流与屏压波形，它们的变化规律也表示在图5—5中。从图中可以看出，为了减小屏流和屏压的波形失真，即要使放大器的非线性失真小的话，单边功率放大器的静态工作点 Q 应取在动态特性曲线直线部分的中点，如图中的左方所示，对电子管6P1来说E_g 约为12.5伏。同时为了避免信号在正半周时出现栅流而引起失真，一般允许输入信号电压的幅度等于或小于栅偏压值，即$U_{srm}\leqslant E_g$。在上述情况下，尽可能地提高输入信号电压的幅度，使屏流和屏压的变化幅度尽量地大，以提高输出功率。

四、输出功率

现在我们来讨论一下在电路参数已确定时放大器的输出功率。在非线性失真不大的情况下，电子管的屏极输出功率 P_{sca} 可用下式求出

$$P_{sca}=I_aU_a=\frac{I_{am}}{\sqrt{2}}\times\frac{U_{am}}{\sqrt{2}}=\frac{1}{2}I_{am}U_{am}$$

$$\approx\frac{1}{2}\left[\frac{(I_{amax}-I_{amin})}{2}\times\frac{U_{amax}-U_{amin}}{2}\right]$$

$$=\frac{1}{8}(I_{amax}-I_{amin})(U_{amax}-U_{amin}) \qquad (5—6)$$

式中I_{am}、U_{am}分别为屏流和屏压的幅度；I_{amax}、I_{amin}分别为屏

流的最大值和最小值；U_{amax}、U_{amin}分别为屏压的最大值和最小值。它们都表示在图5—5中。

屏极输出功率也可以用图5—5中阴影区所示的三角形ΔAQN的面积来表示，因为式(5—6)中（$I_{amax}-I_{amin}$）与（$U_{amax}-U_{amin}$）的乘积是矩形□$BDEN$的面积，它约为ΔAQN面积的八倍。三角形ΔAQN称为功率三角形，它可以用来帮助我们分析输出功率的大小。功率三角形的面积愈大，表示电子管的屏极输出功率愈大。

从电工学可知，变压器本身由于有铁损耗和铜损耗，因此在使用时要考虑它的效率。在长途通信设备中放大器的输出变压器，它的效率η_b约在70—80%的范围内。考虑到输出变压器的效率η_b时，放大器的输出功率为

$$P_{sc}=\eta_b P_{sca} \tag{5—7}$$

五、效率

功率放大器在同样的直流输入功率下，能够转变成的交流输出功率愈大，则表示放大器的效率愈高。效率高的意义不仅在于省电，它还意味着损耗于电子管的功率小，也就是电子管的屏极损耗功率小，因而可以延长电子管的使用期限。

功率放大器的效率可以用屏效率来表示。屏效率的意义是：电子管的屏极输出功率P_{sca}与屏极回路的直流输入功率P_E之比，即屏效率为

$$\eta_a=\frac{P_{sca}}{P_E} \tag{5—8}$$

当屏极输出的交流功率愈大而屏极电源E_a供给的直流功率愈小，就意味着屏效率愈高。在非线性失真不大的情况下，$P_E\approx I_{a0}E_a$,在图5—5中I_{a0}与E_a的乘积近似地等于矩形□$OCQF$

的面积，因此屏效率也可以近似地用ΔAQN的面积与$\square OCQF$的面积之比来表示，即

$$\eta_a=\frac{\Delta AQN}{\square OCQF} \qquad (5-9)$$

从图中可见，三角形的面积比矩形的面积小得多，这说明单边功率放大器的屏效率是比较低的，一般只有30—40%左右。

通过上面的讨论，我们看到在单边功率放大器的工作过程中，屏极电源E_a始终不断地向电子管屏极输送直流功率$P_E=I_{a0}E_a$。在没有信号输入时，这些功率全部消耗在电子管的屏极上而使屏极发热，所以这时电子管的屏极损耗功率P_a就等于P_E。随着信号的输入，屏极有交流输出功率P_{sca}，由于P_E基本上不变，因此放大器的输出功率是由屏极损耗功率的一部分转换而来的，输入信号幅度愈大时输出功率也愈大，电子管的屏极损耗功率就愈小。由此可见，在单边功率放大器中，电子管的屏极损耗功率在没有信号输入时为最大，这时的屏极损耗功率值不应超过电子管的定额以防止损坏管子。在电子管手册中有规定的最大屏极损耗功率值，对束射管6P1来说约为12瓦。在图5—5中并用点划线绘出了最大容许屏极损耗功率曲线，因此电子管静态工作点Q的选择，除了要考虑非线性失真外，还应当选在这条曲线的左下方，以避免超过最大屏极损耗功率。

六、非线性失真

前面已说过，功率放大器除了要求输出一定的交流信号功率和有较高的效率以外，还要求非线性失真小。功率放大器的非线性失真主要是由于电子管特性曲线的非线性所引起的。非线性失真就是输出波形与输入波形不一样所产生的失真，输入是正弦波而输出不是正弦波。在电工学关于非正弦交流电的分

析中可知，任何一个周期性非正弦交流电都可以分解为一个与它频率相同的正弦波(即基波)和许多新频率的正弦波所组成，这些新的频率分量分别为基波频率的二倍、三倍……，分别称为二次谐波、三次谐波……，并且它们的共同规律是基波的幅度最大，随着谐波的次数愈高，幅度愈来愈小。由于四次以上的谐波幅度已很小，一般放大器只考虑二次谐波和三次谐波的影响。从上述的分析可见，非线性失真的结果是放大器的输出端出现了谐波分量，谐波分量愈多、幅度愈大，表明非线性失真愈严重。

非线性失真会使音频放大器输出信号的音色严重改变、声音嘶哑难听而又模糊不清，严重影响通话质量，多路载波机的群路放大器的非线性失真还会引起路际串音，所以非线性失真是功率放大器的主要质量指标之一。

通常非线性失真的大小有两种表示方法。

一种是用非线性失真系数来表示。非线性失真系数的定义是：输出波形中所含有的各次谐波电压有效值的总和与基波电压有效值之比，用符号γ来表示，即非线性失真系数

$$\gamma=\frac{\text{全部谐波电压有效值的总和}}{\text{基波电压有效值}} \tag{5—10}$$

非线性失真系数γ愈小，说明谐波分量愈小，非线性失真就愈小。例如某放大器输出端的基波电压为1伏，总的谐波电压为10毫伏，则这个放大器的非线性失真系数$\gamma=\frac{10\times10^{-3}}{1}=\frac{10}{1000}=1\%$。非线性失真系数也可用谐波电流有效值的总和与基波电流有效值之比来表示。

有时我们需要个别分析某次谐波所引起的非线性失真的大小，可用该谐波的非线性失真系数来表示。某次谐波的非线性失真系数是指这谐波电压的有效值与基波电压的有效值之

比，例如二次谐波的非线性失真系数为

$$\gamma_2=\frac{U_2}{U_1} \tag{5—11}$$

三次谐波的非线性失真系数为

$$\gamma_3=\frac{U_3}{U_1} \tag{5—12}$$

上两式中U_1为基波电压的有效值、U_2为二次谐波电压的有效值、U_3为三次谐波电压的有效值。

另一种表示非线性失真大小的方法是用谐波衰耗。谐波衰耗b用下式来表示

$$b=\ln\frac{1}{\gamma} \tag{5—13}$$

相应的二次谐波衰耗b_2和三次谐波衰耗b_3分别为

$$b_2=\ln\frac{1}{\gamma_2} \tag{5—14}$$

$$b_3=\ln\frac{1}{\gamma_3} \tag{5—15}$$

b、b_2和b_3的单位都是奈培。谐波衰耗的意义可将式(5—14)改变一下看出来

$$b_2=\ln\frac{1}{\gamma_2}=\ln\frac{1}{\frac{U_2}{U_1}}=\ln\frac{U_1}{U_2}=\ln U_1-\ln U_2$$

显然基波电压U_1愈大而二次谐波电压愈小时，二次谐波衰耗愈大，表明由二次谐波引起的非线性失真愈小。可见谐波衰耗愈大时，非线性失真愈小。

在长途通信中，大多数用谐波衰耗来表示非线性失真的大小，例如ZM312Ⅳ型十二路载波机的线路放大器，它的二次谐

波衰耗$b_2 \geqslant 6$奈培，三次谐波衰耗$\geqslant 7$奈培。要减小放大器的非线性失真，即要求谐波衰耗大，除了适当选择电子管的工作点Q以外，负载电阻的大小对非线性失真也有很大的影响，下面就来讨论负载电阻应怎样来确定。

七、负载电阻的选择

在功率放大器中，为了能使电子管输出较大而又失真小的信号功率，电子管就需要有一个合适的屏极交流负载电阻R'_{fz}。现在来讨论一下当负载电阻R'_{fz}为多大时，屏极输出功率和效率都比较大，而非线性失真又较小。

当电子管的静态工作点位置确定以后，负载电阻R'_{fz}的大小对输出功率、效率和非线性失真的影响，可以从图5—6中所示的三种大小不同的负载电阻所确定的负载线来进行比较，其中$R'_{fz1}>R'_{fz}>R'_{fz2}$。

从图5—6中可以看出，对应于这三条负载线，可以作出相应的三个功率三角形。比较一下这三个功率三角形的面积的大小，可见负载电阻为R'_{fz}时，功率三角形ΔAQN的面积最大。

同时对应于上述三条负载线又可以画出相应的三个屏流波形$\tilde{i}_{a1}$、$\tilde{i}_a$和$\tilde{i}_{a2}$。当负载电阻较大时，如图中的R'_{fz1}，屏流$\tilde{i}_{a1}$波形正半周的幅度小于负半周，非线性失真很大。如果负载电阻很小时，如图中的R'_{fz2}，这时屏流$\tilde{i}_{a2}$波形正半周的幅度又大于负半周的幅度，非线性失真仍是很大。显然只有对应于R'_{fz}的负载线的屏流波形($\tilde{i}_a$)失真较小，它的正负半周基本上是对称的。由R'_{fz}所确定的负载线的特点是：它通过静态工作点Q而又同时通过$u_g=0$的那条屏极特性曲线的转弯处。在这种情况下电子管的屏极输出功率较大而非线性失真又较小，因此负载电阻R'_{fz}就称为电子管的最佳负载电阻。功率放大所用

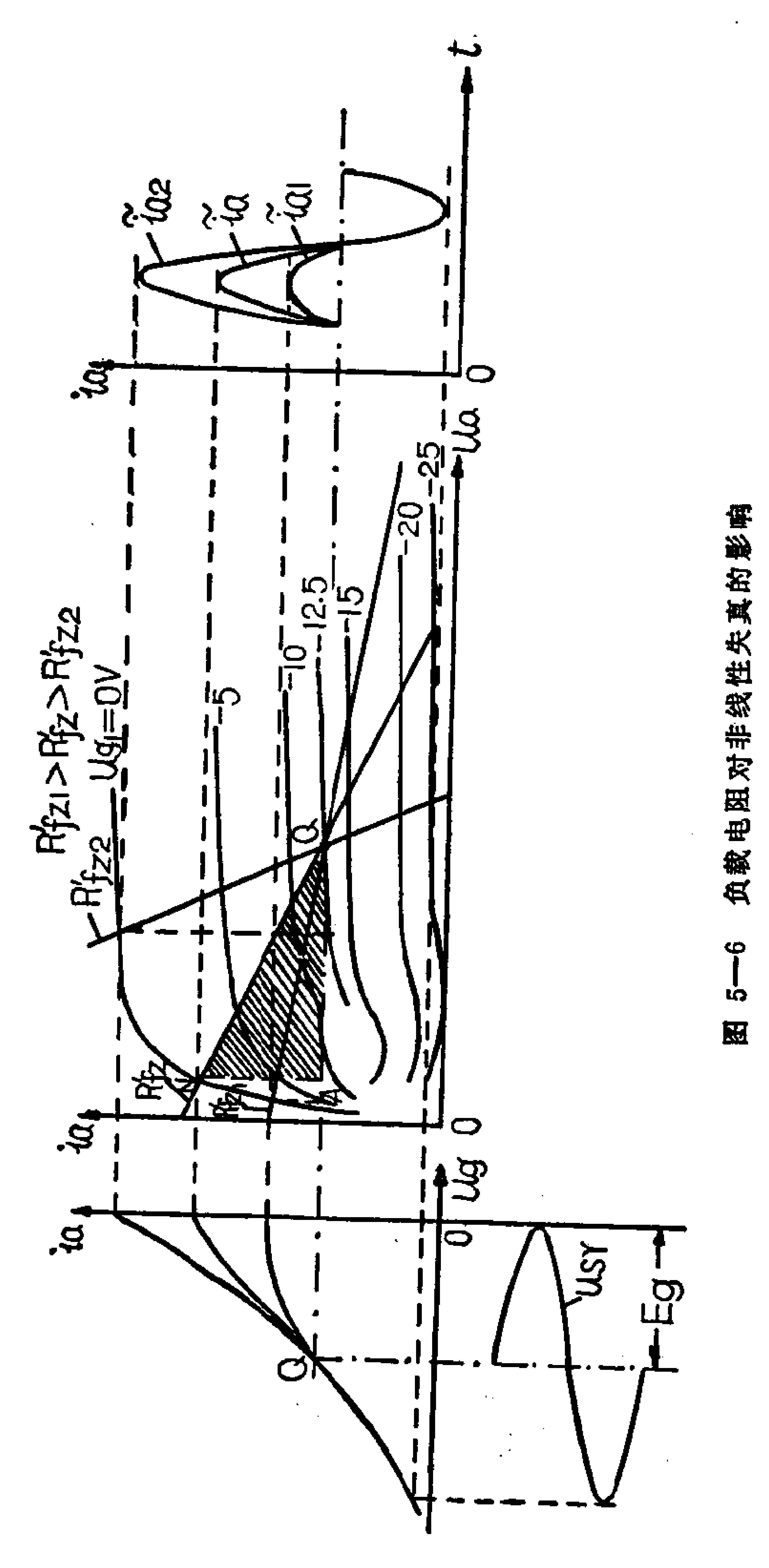


图 5—6 负载电阻对非线性失真的影响

电子管的最佳负载电阻在电子管手册上都有给出，在一般情况下，五极管或束射管的最佳负载电阻约为电子管内阻的十分之

一到八分之一，即

$$R'_{fz} \approx \left(\frac{1}{10} \sim \frac{1}{8}\right) R_i \qquad (5\text{—}16)$$

对于功率放大器的效率来说，当静态工作点不变时，前面已经提到过，屏极电源向电子管屏极输送的直流功率 P_B 基本上是不变的，因此效率的高低就只决定于输出功率的大小，既然使用最佳负载电阻时的输出功率较大，所以这时的效率也是较高的。

图5—7表示束射管6P1作单边功率放大时的屏极输出功率、非线性失真系数与屏极交流负载电阻的关系曲线。从图中可以看出，对应于屏极输出功率较大而非线性失真系数又较小的屏极交流负载电阻约为5.5千欧，这就是束射管6P1在图中所注明的工作状态下的最佳负载电阻。

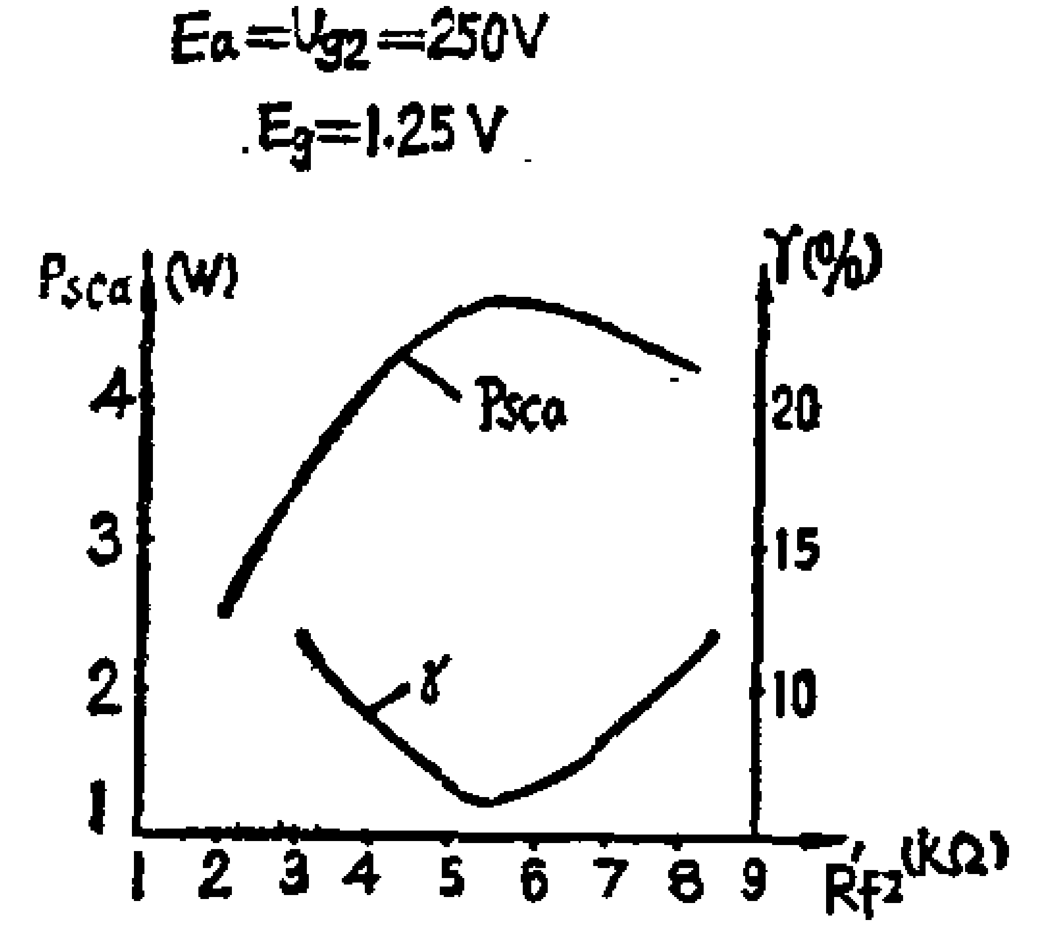


图 5—7　6P1的输出功率及非线性失真与屏极负载电阻的关系

八、幅频特性

在第四章中我们已讨论过多级放大器的幅频特性，由于功率放大器通常都是多级放大器中的最后一级，它对整个多级放大器的幅频特性当然有一定的影响，因此有必要分析一下功率放大器的幅频特性。幅频特性的分析和电压放大器一样，是应用等效电路分析法。

在功率放大器的电路中，除了电子管以外，主要的元件就是输出变压器，为了分析方便起见，我们先作出输出变压器的等效电路。图5—8(a)是输出变压器的电路，考虑到变压器初、

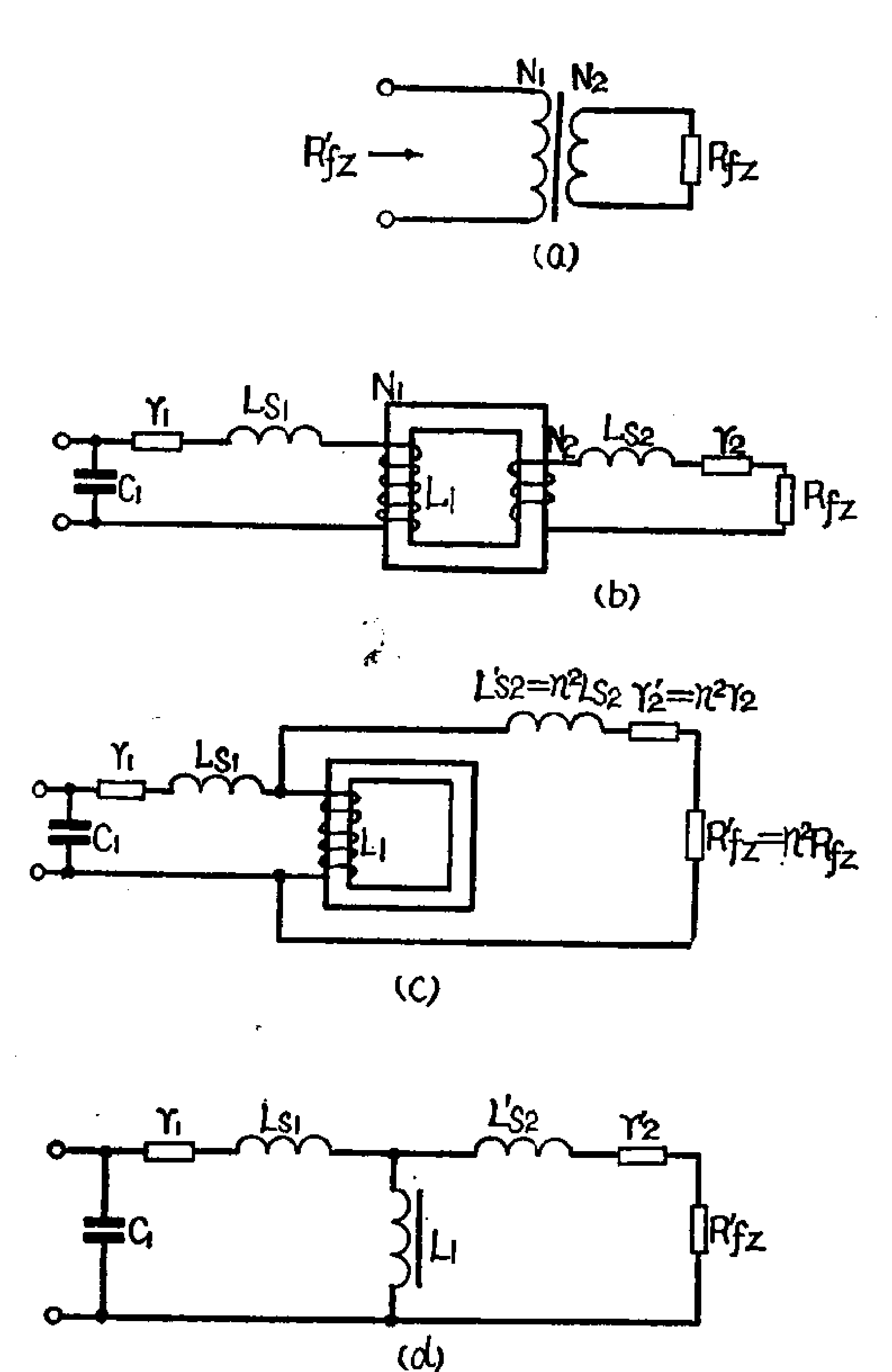


图 5—8 输出变压器的等效电路

次级线圈的导线电阻r_1、r_2和由这两个线圈的漏磁通所引起的漏电感（简称漏感）L_{s1}、L_{s2}以及初级线圈的分布电容C_1，可画成如图5—8(*b*)的电路。至于次级线圈的分布电容，则因为次级线圈的匝数一般都比较小，因而分布电容量很小，它的容抗在放大器的通频带内是相当大的，而与它并联的R_{fz}一般又是很小的值，所以在进行分析时，可以不去考虑它。根据变压器变换阻抗的原理，将次级线圈的各个元件折合到初级线圈方面时，就可得到图5—8(*c*)的电路，其中$R_{fz}'=n^2R_{fz}$是R_{fz}折合到初级线圈的等效电阻、$r_2'=n^2r_2$是次级线圈的导线电阻r_2折合到初级线圈的等效电阻、$L'_{s2}=n^2L_{s2}$是次级线圈的漏感折合到初级线圈的等效漏感。在上述情况下，对初级线圈来说，变压器的作用就只相当于一个电感线圈，这就是初级线圈的激磁电感L_1，因此可以得出图5—8(*d*)所示的输出变压器

的等效电路。

作出输出变压器的等效电路以后，就可以用来分析功率放大器的幅频特性。图5—9是图5—2单边功率放大器的等效电路。下面仍用分频区简化等效电路的方法来分析它的幅频特性。

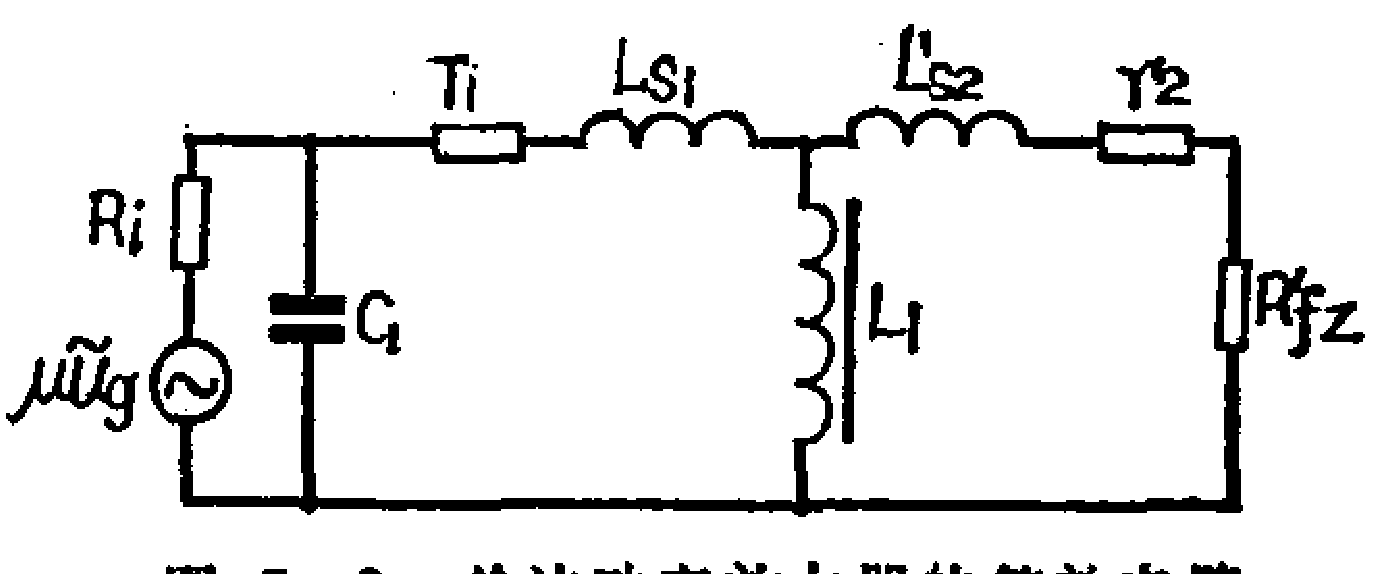


图 5—9　单边功率放大器的等效电路

1. 中频区特性

图5—9中的分布电容C_1在中频区时，它的容抗很大，与电子管内阻R_i相比较可看作开路，漏感L_{s1}和L'_{s2}的感抗很小，与电阻r_1和r'_2相比较可看作短路，而L_1的感抗此时却很大，可看作开路。这样简化后的中频区等效电路如图5-10(a)所示。由图中可以看出，在中频区的频率范围内，电路中没有电抗元件，因此放大器在中频区没有幅频失真。

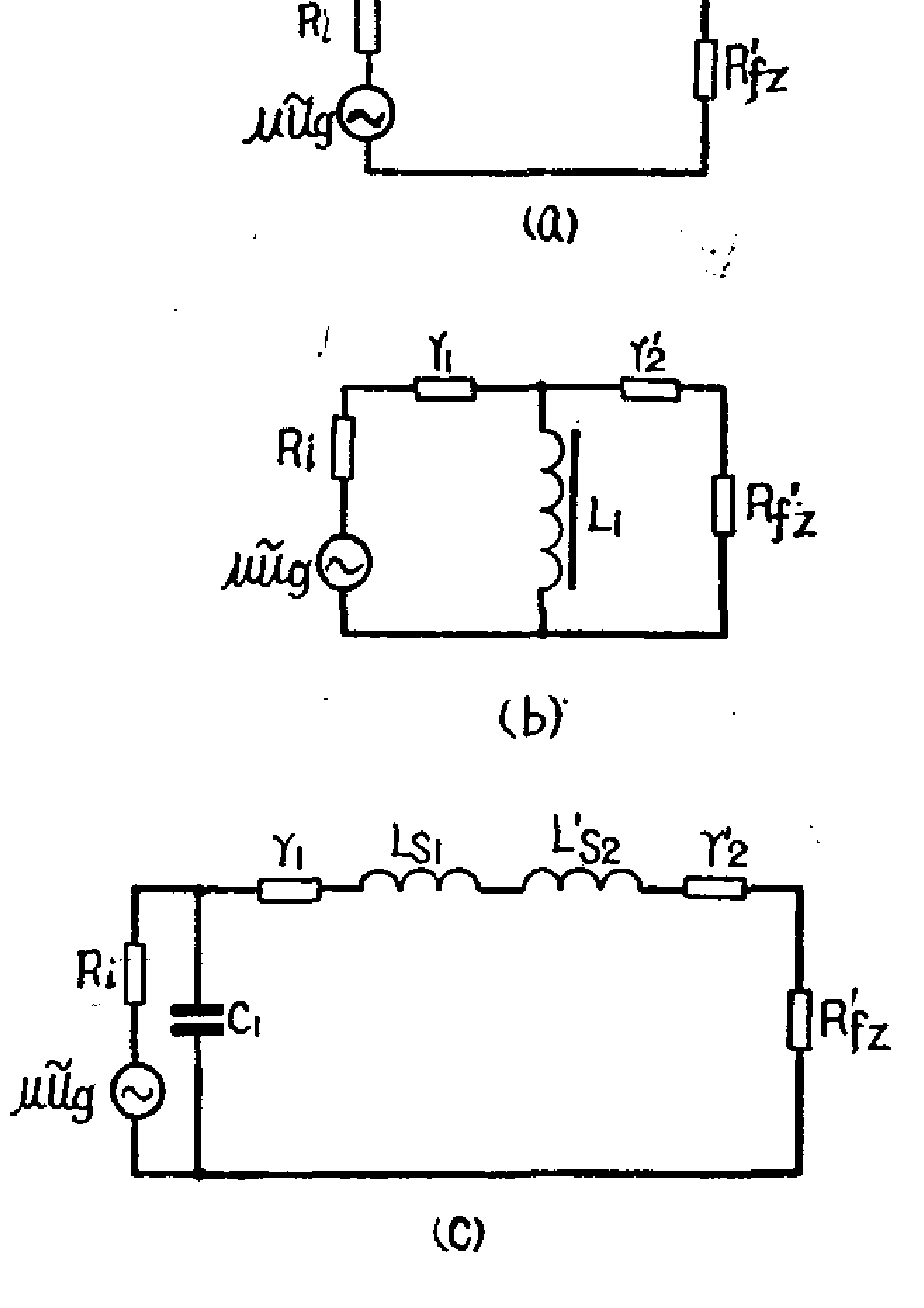


图 5—10　单边功率放大器的分频区简化等效电路

2. 低频区特性

在低频区时L_1的感抗因频率的降低而变小，这时必须考虑而不能看作开路，漏感L_{s1}

和L'_{s2}的感抗比中频区更小而仍可看作短路，分布电容C_1的容抗比中频区更大而仍可看作开路，故得出图 5—10（b）所示的低频区等效电路。从图5—10（b）可以看出，在低频区时由于电感L_1的存在，低频区的放大倍数将随频率降低而减小，因为当频率愈低时，L_1的感抗愈小，它对等效负载电阻的分流作用愈显著，因此放大倍数愈减小。由此可见，影响功率放大器低频区特性的主要原因是输出变压器的初级线圈电感，要使放大器的低频失真小，输出变压器初级线圈的电感量L_1应愈大愈好。

3． 高频区特性

在高频区时，L_1的感抗较中频时更大，可看作开路，但是漏感L_{s1}和L'_{s2}的感抗随频率的升高而增大，它们与r_1和r'_2相比较不能看作开路而忽略不计，同时C_1的容抗也随频率的升高而减小，这时也不能看作开路，因此高频区的等效电路如图 5 —10 （c）所示。由高频区等效电路可以看出，当频率愈高时，L_{s1}和L'_{s2}的感抗愈大，对R'_{fz}的分压作用愈显著，同时C_1的容抗也愈小，分流作用也愈显著，因此放大倍数将愈小。由此可见，影响放大器高频区特性的主要原因是输出变压器的漏感和分布电容，因此要使放大器的高频失真小，输出变压器的漏感和分布电容应愈小愈好。

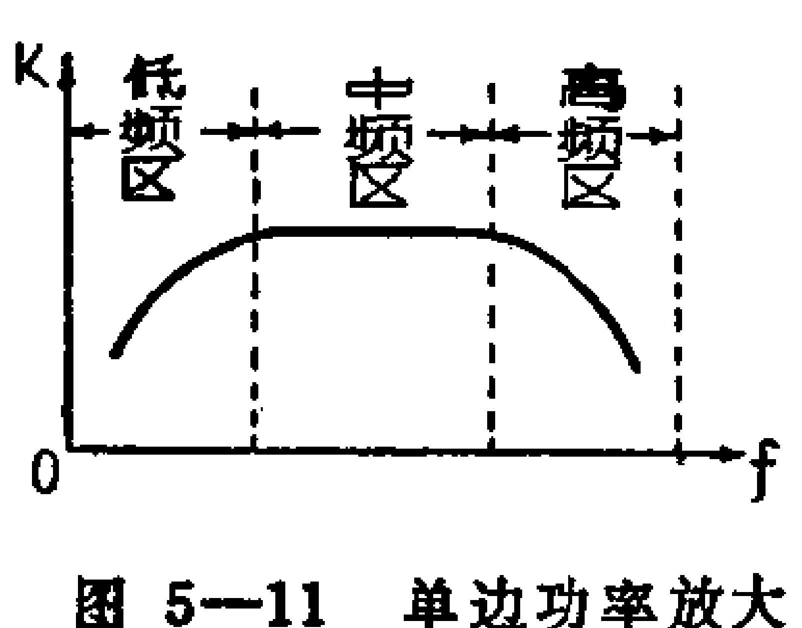


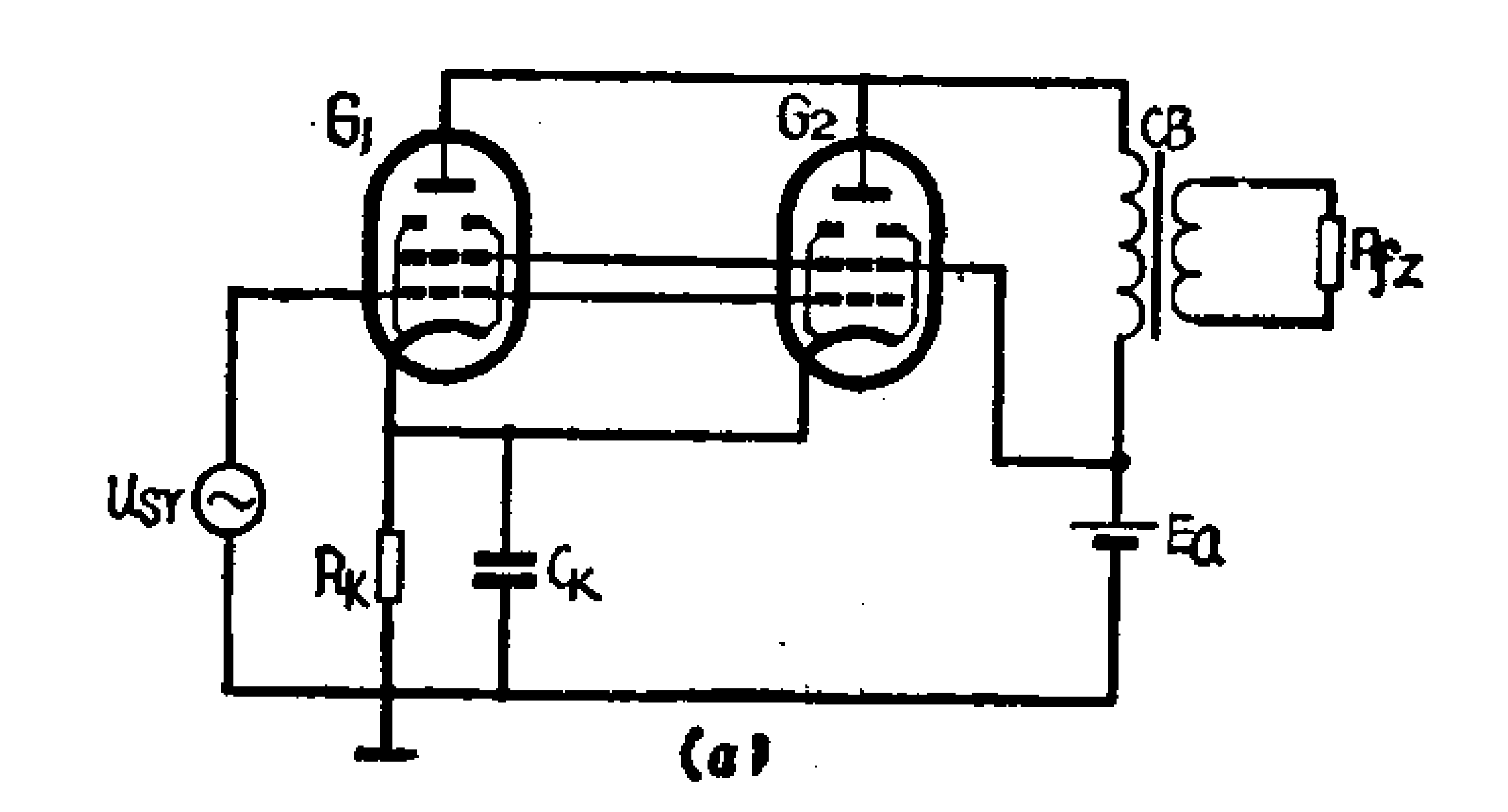
图 5—11 单边功率放大器的幅频特性

从以上的分析，可以得出单边功率放大器的幅频特性如图5—11所示。

第二节 电子管的并联运用

在功率放大器中，如果输出功率不够大的时候，可以用几

个特性相同的电子管并联起来运用。图5—12是两个电子 管 并联运用的基本电路，把两个电子管的栅极和栅极、屏极和屏极、帘栅极和帘栅极各自连在一起，阴极和阴极可以直接连起来，两管合用公共的阴极电阻和旁路电容〔如图 5—12(a)〕，也可以分开来两管有各自的阴极电阻和旁路电容〔如图5—12(b)〕，这对交流来说，两管的阴极还是连在一起的。电子管并联以后，电源的接法和一个电子管的情况相同。



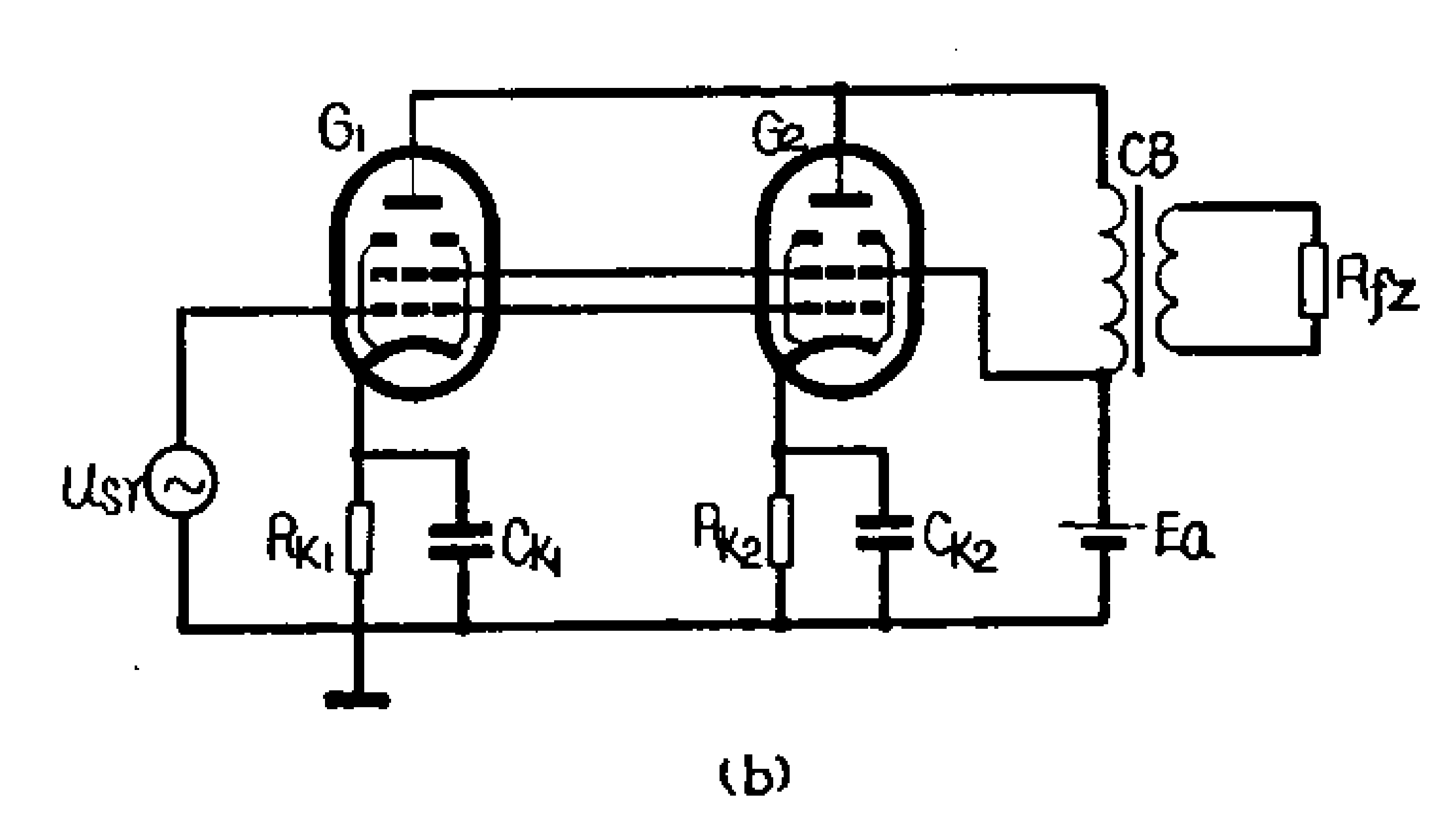


图 5—12 电子管的并联运用

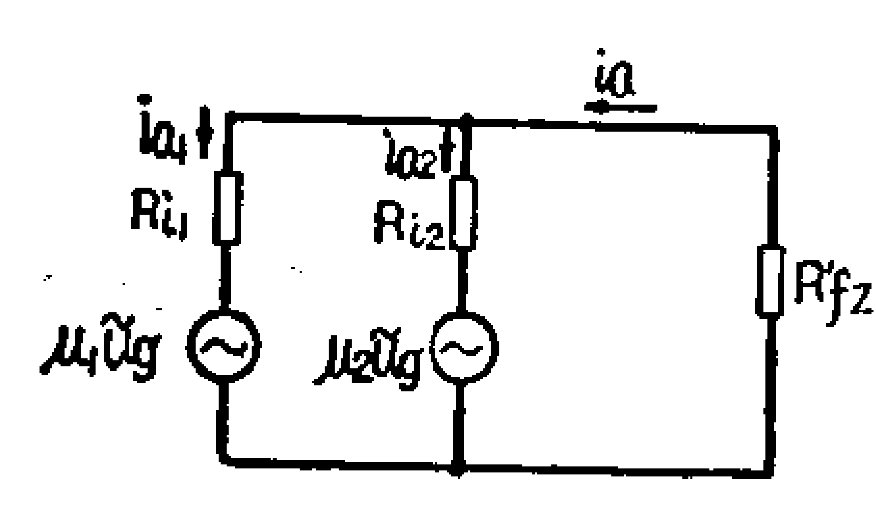


图 5—13 电子管并联的等效电路

电子管并联后的特性可以从 图 5—13的等效电路来分析。由于电子管并联运用时一般都是用同型号的管子而且性能尽可能一致，因此屏流$i_{a1}=i_{a2}$，跨导$S_1=S_2$，内阻 $R_{i1}=R_{i2}$，放大系 数$\mu_1=\mu_2$，最佳负载电阻$R'_{fz1}=R'_{fz2}$以及输出功率$P_{sc1}=P_{sc2}$。在这种条件下，显然有以下的关系：并联后总的屏流交流分量为每管的两倍，即

$$\tilde{i}_a=2\tilde{i}_{a1}=2\tilde{i}_{a2} \tag{5—17}$$

总跨导为每管的两倍，即

$$S=2S_1=2S_2 \tag{5—18}$$

这是因为并联后栅极的输入电压仍是$\tilde{u}_g$，而屏流是每管的两倍，根据跨导的定义$S=\frac{\Delta i_a}{\Delta u_g}$，可见总跨导为每管的两倍；同时总内阻为每管的一半，即

$$R_i=\frac{1}{2}R_{i1}=\frac{1}{2}R_{i2} \tag{5—19}$$

这是因为两管并联时，内阻也是并联的；至于总的放大系数根据$\mu=SR_i$的关系，既然总跨导为每管的两倍而总内阻又减半，可见并联后总的放大系数不变，即

$$\mu=\mu_1=\mu_2 \tag{5—20}$$

由于总内阻为每管的一半，所以相应的最佳负载电阻也要减半，即

$$R'_{fz}=\frac{1}{2}R'_{fz1}=\frac{1}{2}R'_{fz2} \tag{5—21}$$

并联后总的输出功率是

$$P_{sc}=\tilde{i}_aR'_{fz}=(2\tilde{i}_{a1})^2\times\frac{1}{2}R_{fz1}$$

$$=2\tilde{i}_{a1}R_{fz1}=2P_{sc1}=2P_{sc2} \tag{5—22}$$

所以两个相同特性的电子管并联时输出功率比单管时要增大一倍。同样道理，如果m个电子管并联时，输出功率将增大m倍。在非线性失真方面，由于并联后总的屏流交流分量为单管时的二倍，对屏流的基波来说增加了一倍，但谐波也同样增加了一倍，因而非线性失真系数仍然保持与单管电路时一样。

多个电子管并联运用时可以增大输出功率，但由于极间电容和分布电容也相应地增大了同样的倍数，这将使放大器的高频特性变坏，同时通过跨路电容反馈而使放大器产生振荡的可能性也增大了，因此一般并联电子管的数目不超过2—4个。

图5—14是$ZM312$Ⅳ型十二路载波机线路放大器的功率放大级部分电路，它是由三个束射管$6P3P$并联运用以增大输出功率。几个电子管并联运用时，由于极间电容和分布电容等都相应地增大，放大器容易产生高频寄生振荡，因此一般都在每个管子栅极上串联1千欧左右的电阻（如图5—14中的R_{17}、R_{20}、R_{24}），用以消耗寄生振荡的能量，防止寄生振荡的发生或减小寄生振荡的幅度，使它变得很微弱，不致破坏放大器的正常工作。

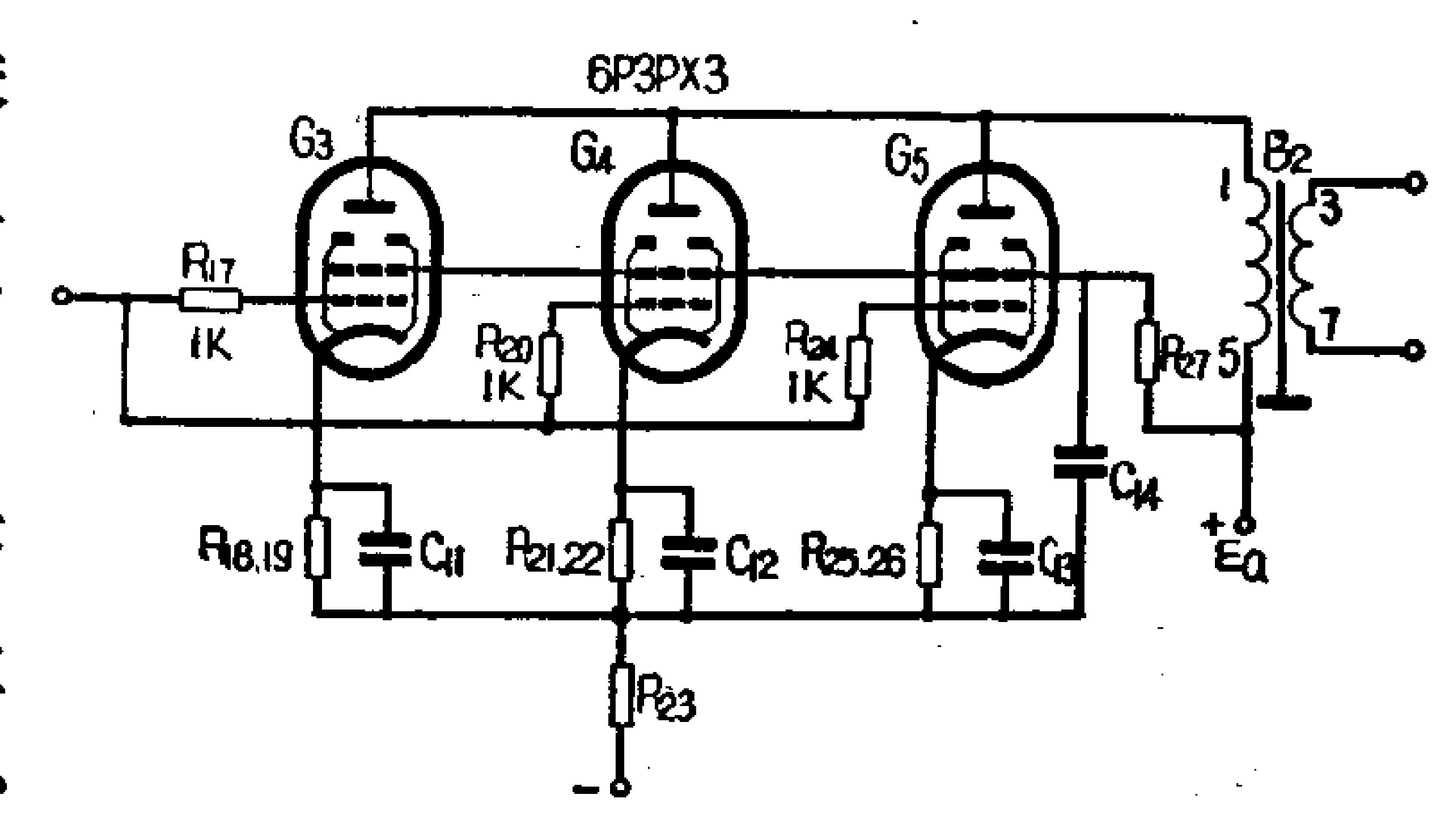


图 5—14　$ZM312$Ⅳ型十二路载波机线路放大器的功率放大部分

第三节　推挽功率放大器

一般单边功率放大器的输出功率不大，如束射管$6P1$作单边功率放大时，输出功率不超过3.8瓦，并且效率也不高，一般只有30—40%左右。用多个电子管并联运用固然可以增大输出功率，但效率不会提高，同时带来性能变坏等缺点。通常要求输出功率较大的功率放大器，大多数采用推挽功率放大器电路。

一、基本电路

推挽功率放大器是将两个同型号的电子管G_1、G_2接成如图5—15所示的对地对称的电路。栅偏压电源E_g和屏极电源E_a

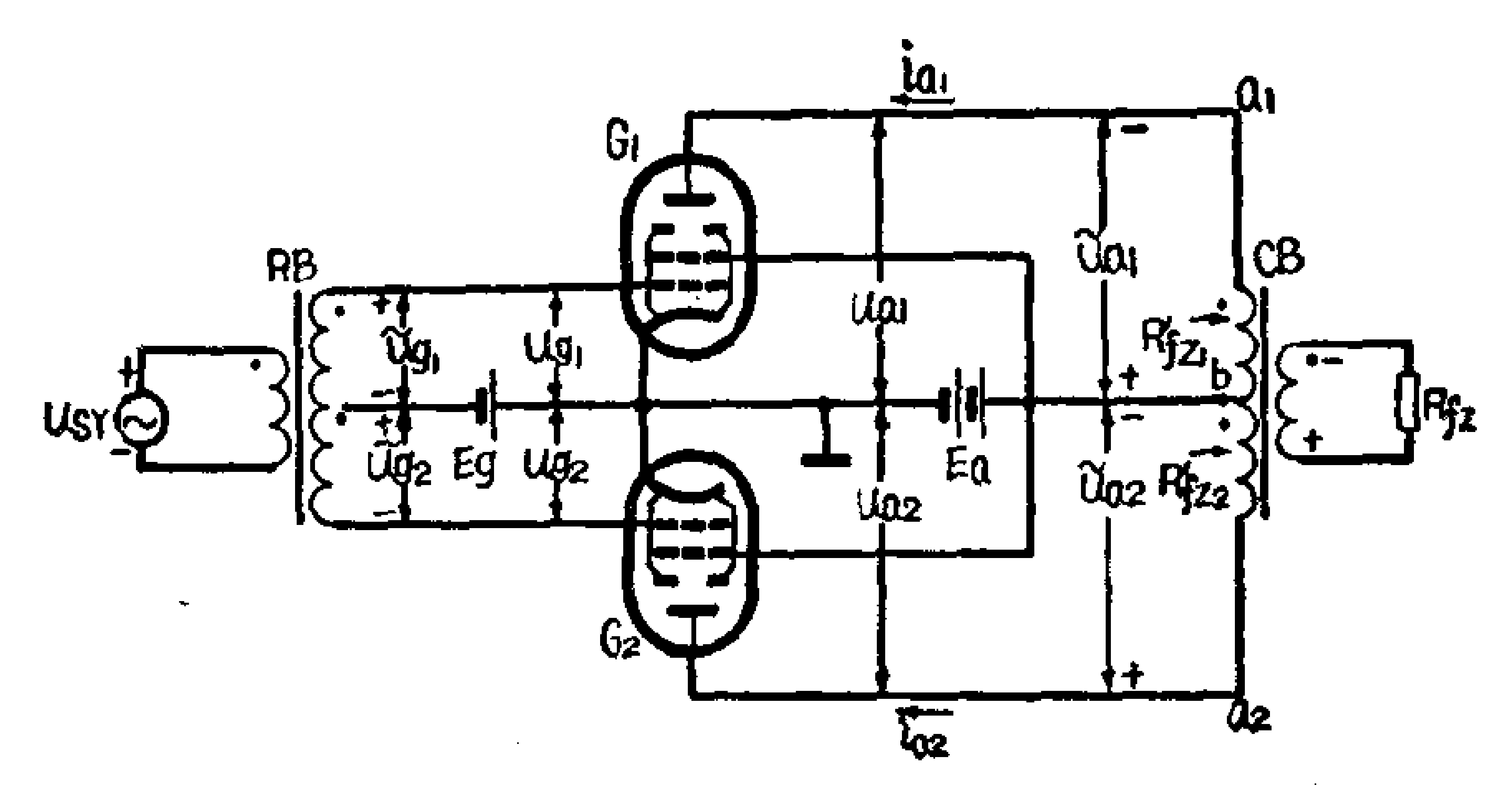


图 5—15 推挽功率放大器的基本电路

两管公用，并且两管有共同的输入信号电压u_{sr}和负载电阻R_{fz}。输入信号电压u_{sr}通过一个次级有中心抽头的输入变压器RB加到两管的栅极，从而使加于两管的信号电压$\tilde{u}_{g1}$与$\tilde{u}_{g2}$的大小相等而相位相反（指两管栅极对地的电位）。输出变压器CB初级线圈的中心抽头接至屏极电源E_a的正端。

二、工作原理

推挽功率放大器当加上输入信号电压u_{sr}时，各部分电压的瞬时极性如图5—15中的符号所示。由于输入变压器次级线圈按照图中所规定的同名端，使两管的栅极回路内加上两个大小相等而相位相反的信号电压，如某一瞬间当G_1输入信号$\tilde{u}_{g1}$正半周时，G_2输入信号$\tilde{u}_{g2}$是负半周，它们的波形如图5—16（b）所示。

信号电压经电子管放大后，两管输出的屏压交流分量$\tilde{u}_{a1}$和$\tilde{u}_{a2}$也是大小相等而相位相反，$\tilde{u}_{a1}$和$\tilde{u}_{a2}$的波形见图5—16(c)。在输出变压器初级线圈两端总的输出电压$\tilde{u}_{a1-a2}$是a_1点至b点的电压和b点至a_2点的电压之和，即

$$\tilde{u}_{a1-a2}=\tilde{u}_{a1-b}+\tilde{u}_{b-a2}$$

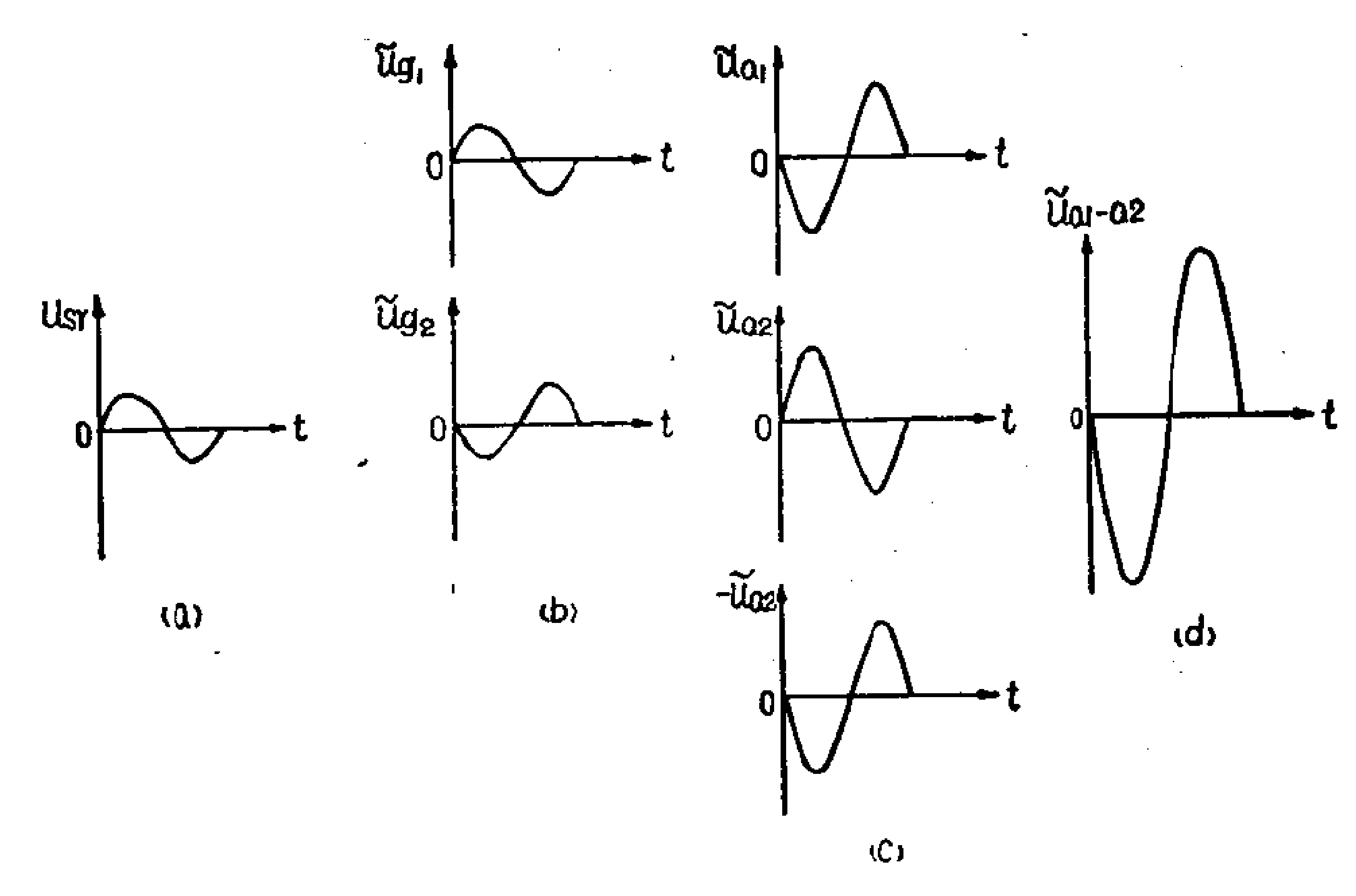


图 5—16 推挽功率放大器各部分电压的波形

其中$\tilde{u}_{a1-b}=\tilde{u}_{a1}$，而$\tilde{u}_{b-a2}=-\tilde{u}_{a-b}=-\tilde{u}_{a2}$，这是因为$\tilde{u}_{a2}$是指$a_2$点对地的电压，对交流来说就是$a_2$点对$b$点的电压。所以

$$\tilde{u}_{a1-a2}=\tilde{u}_{a1}+(-\tilde{u}_{a2}) \qquad (5—23)$$

将图5—16(c)中$\tilde{u}_{a1}$的波形和$-\tilde{u}_{a2}$的波形相加，就可以得出图5—16(d)$\tilde{u}_{a1-a2}$的波形。由于两管的性能相同，$\tilde{u}_{a1}$和$-\tilde{u}_{a2}$的幅度也相同，可见初级线圈总的输出电压有效值是单管输出电压有效值的两倍，即

$$U_{a1-a2}=U_{a1}+U_{a2}=2U_{a1}=2U_{a2} \qquad (5—24)$$

上式中U_{a1-a2}是初级线圈总的输出电压有效值，U_{a1}是$\tilde{u}_{a1}$的有效值，U_{a2}是$\tilde{u}_{a2}$的有效值。

另一方面a_1点至a_2点间的总负载电阻R_{a1-a2}（通常称为屏极至屏极间的负载电阻）也是单管工作时的两倍，即

$$R_{a1-a2}=R'_{fz1}+R'_{fz2}=2R'_{fz1}=2R'_{fz2} \qquad (5—25)$$

其中R'_{fz1}、R'_{fz2}分别为电子管G_1和G_2的屏极负载电阻，并且$R'_{fz1}=R'_{fz2}$。因此推挽功率放大器的输出功率

$$P_{sc2}=\frac{U_{a1-a2}^{2}}{R_{a1-a2}}=\frac{(2U_{a1})^{2}}{2R'_{fz1}}=\frac{2U_{a1}^{2}}{R'_{fz1}} \qquad (5-26)$$

而单管工作时的输出功率

$$P_{sc1}=\frac{U_{a1}^{2}}{R'_{fz}} \qquad (5-27)$$

比较以上两式，可见

$$P_{sc2}=2P_{sc1} \qquad (5-28)$$

所以推挽功率放大器的输出功率是单管工作时的两倍。如果把电子管的工作点加以调整，输出功率还可以再提高，这将在第四节中再来说明。

三、推挽功率放大器的特点

推挽功率放大器除了输出功率得到提高以外，还有下面一些特点：

1. 非线性失真小

从推挽功率放大器的工作原理可知，两个电子管屏压交流分量在输出变压器的初级线圈是同相相加的，使得总的屏压加倍。如果由于电子管的非线性失真而产生偶次谐波时，这些偶次谐波在输出变压器初级线圈中是相互抵消的，这可以从图5—17中得到解释。图5—17（a）表示由于电子管G_1的非线性使得$\tilde{u}_{a1}$负半周失真，此正负半周不对称的失真波形可以分解为直流增量、基波和二次谐波三部分，其中直流增量是因非线性而使正负半周不对称所产生新的直流分量；同样，电子管G_2的非线性也使$\tilde{u}_{a2}$的负半周失真，$-\tilde{u}_{a2}$的波形也可以分解为如图5—17（b）所示的直流增量、基波和二次谐波三部分。$\tilde{u}_{a1}$与$-\tilde{u}_{a2}$相加也就是各对应的分量分别相加，相加的结果只有基波分量是同相相加，而二次谐波和直流增量都因为相位相反

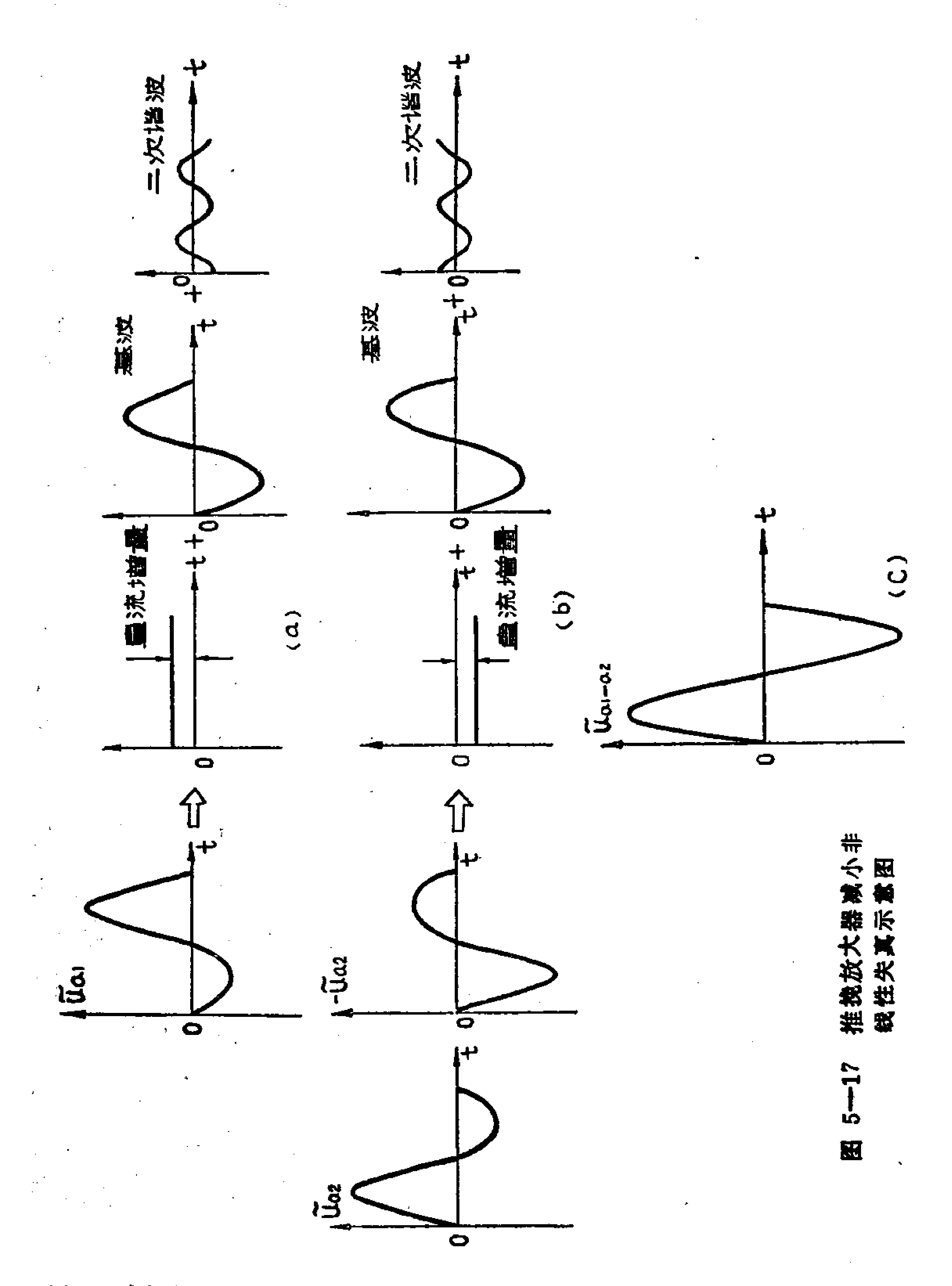


图 5—17 推挽放大器减小非线性失真示意图

而相互抵消，同理如果有四次、六次等偶次谐波分量也是相互抵消的，于是放大器的输出端就只有如图5—17(c)的基波分

量。在上一节讨论非线性失真时我们已经知道，由非线性失真所产生的谐波中，二次谐波的幅度最大，它的危害性也就最大。在推挽功率放大器的输出信号中既然没有二次谐波分量，所以非线性失真就大为减小，这是推挽放大器的主要优点。

2． 输出变压器中没有直流磁通

当没有信号加入时，由于电子管G_1和G_2特性一样而有相同的静态工作点，因而两管的屏流直流分量大小是相等的，但这两个电流流过输出变压器初级线圈的两半段（图5—15中的ba_1和ba_2）时，两者的方向相反，因此所产生的直流磁通相互抵消，这样输出变压器可以使用截面积较小的铁心而不致发生磁饱和现象。

3． 屏极电源因滤波不良所产生的影响减少

通常屏极电源E_a是由整流器供给的，如果整流器滤波不良而输出包含有交流分量时，此交流分量在单边功率放大器电路中将通过输出变压器初级线圈，再通过互感而使负载上引起交流声。在推挽功率放大器电路中，如果屏极电源包含有交流分量时，两管的屏流也会因此产生交流分量，但它们流过输出变压器初级线圈的两半段时的方向相反，因此所产生的磁通相互抵消而不会产生交流声，这样对电源滤波器的要求就可以降低。

推挽功率放大器的缺点是电路比较复杂，要用中心抽头准确的输入和输出变压器，同时两个电子管的特性要相同。

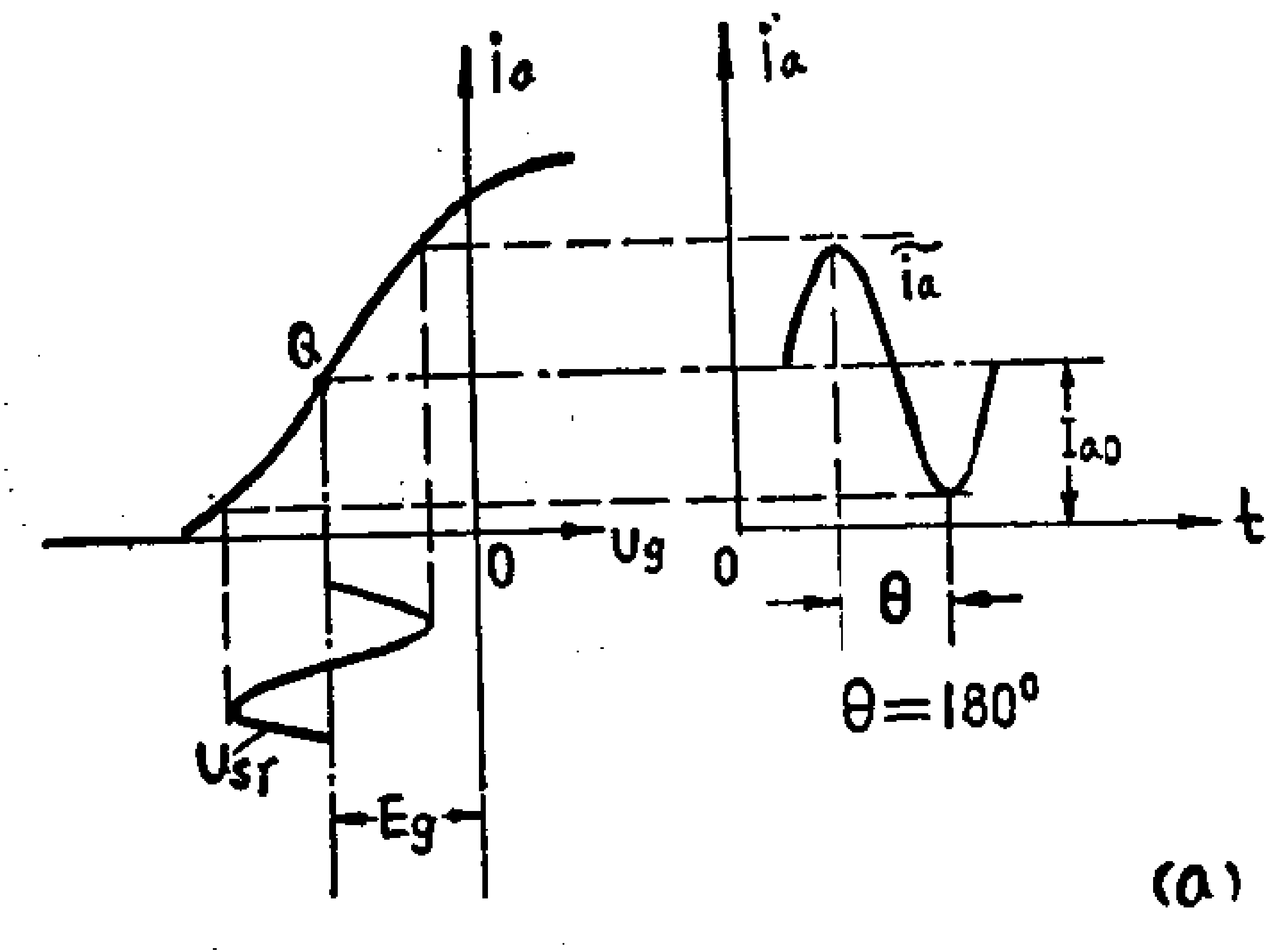
在载波机中所用的功率放大器，由于所要求的输出功率不大，一般不必用推挽功率放大器而用单边功率放大器已足够，对非线性失真的要求则可以采用下一章将要介绍的负反馈电路来解决。

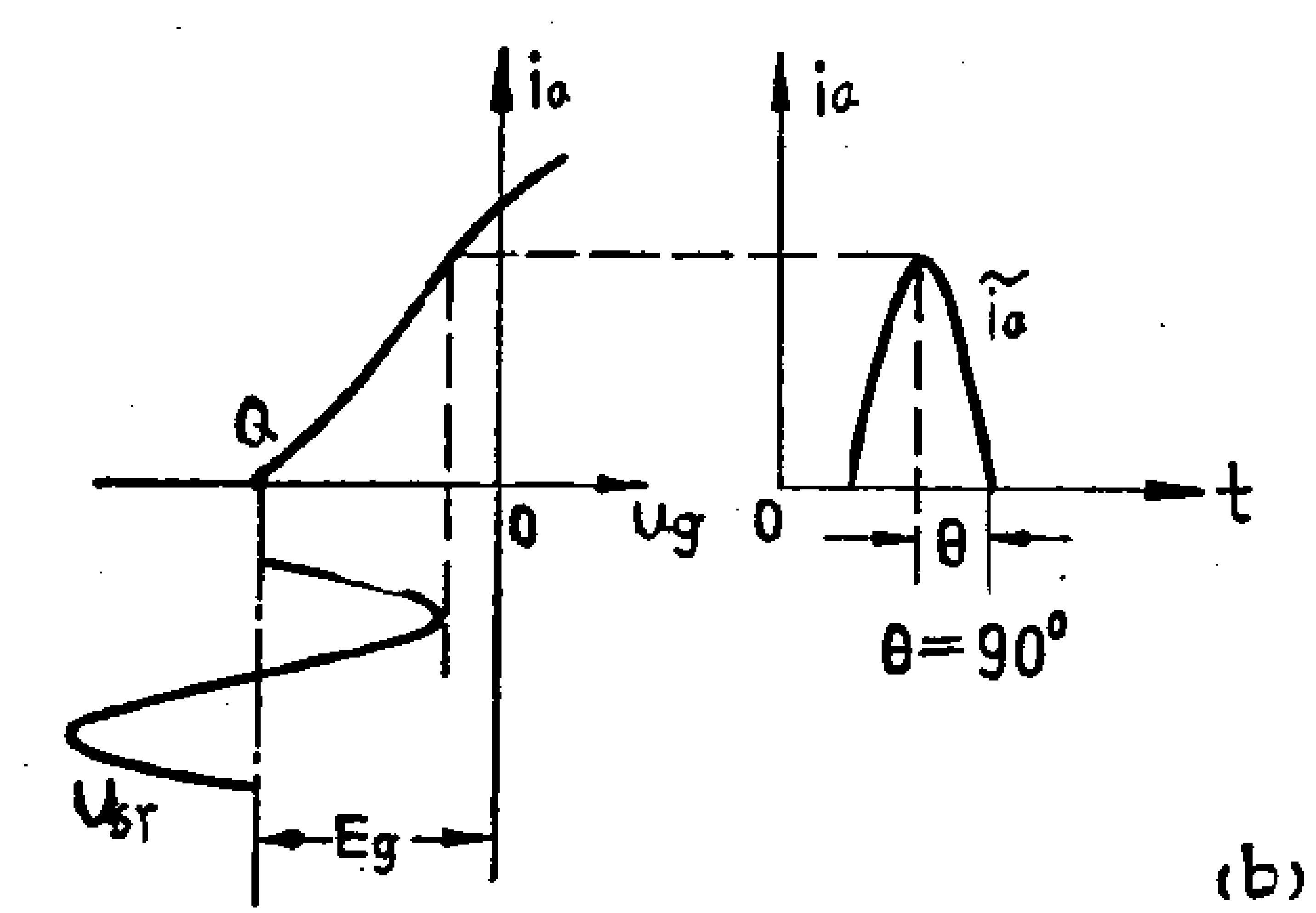
第四节　电子管在放大电路中的工作状态

在放大器电路中，根据电子管在动态特性曲线上工作点的位置，可以分为甲类放大、乙类放大和甲乙类放大等几种。下面把放大器的这几类工作情况分别加以说明。

一、甲类放大

在讨论单边功率放大器的工作原理时，为了减小放大器的非线性失真，静态工作点Q应选在动态特性曲线的直线部分的中点，如图5—18(a)所示，电子管的这种工作状态称为甲类放大。甲类放大的特点是在信号电压的整个周期内，电子管的屏极回路中均有屏流流通。在分析电子管的工作状态时，往往利用屏流截止角的概念来说明，即电子管屏流在信号电压一周期内流通时间的一半，也就是屏流从最大值到最小值之间的时间称为屏流截止角（或称屏流半导角），用θ来表示。从图5—18(a)可以看出，甲类放大的屏流截止角$\theta=180°$。由于甲类放大电子管工作在动态特性曲线的直线部分，所以非线性失真很小。但因它的工作范围只限于直线部分，屏流的变化幅度不大，因此输出功率较小。另一方面，电子管的屏流直流分量I_{a0}较大，即屏极回路的直流输入功率P_E大，所以效率很低，约只有30—40%左右。甲类放大一般应用在要求非线性失真小而不考虑效率高低的放大器中，例如所有的电压放大器和单边功率放大器。甲类放大有时也称为甲$_1$类放大，注脚"1"表示电子管工作在无栅流的工作状态。





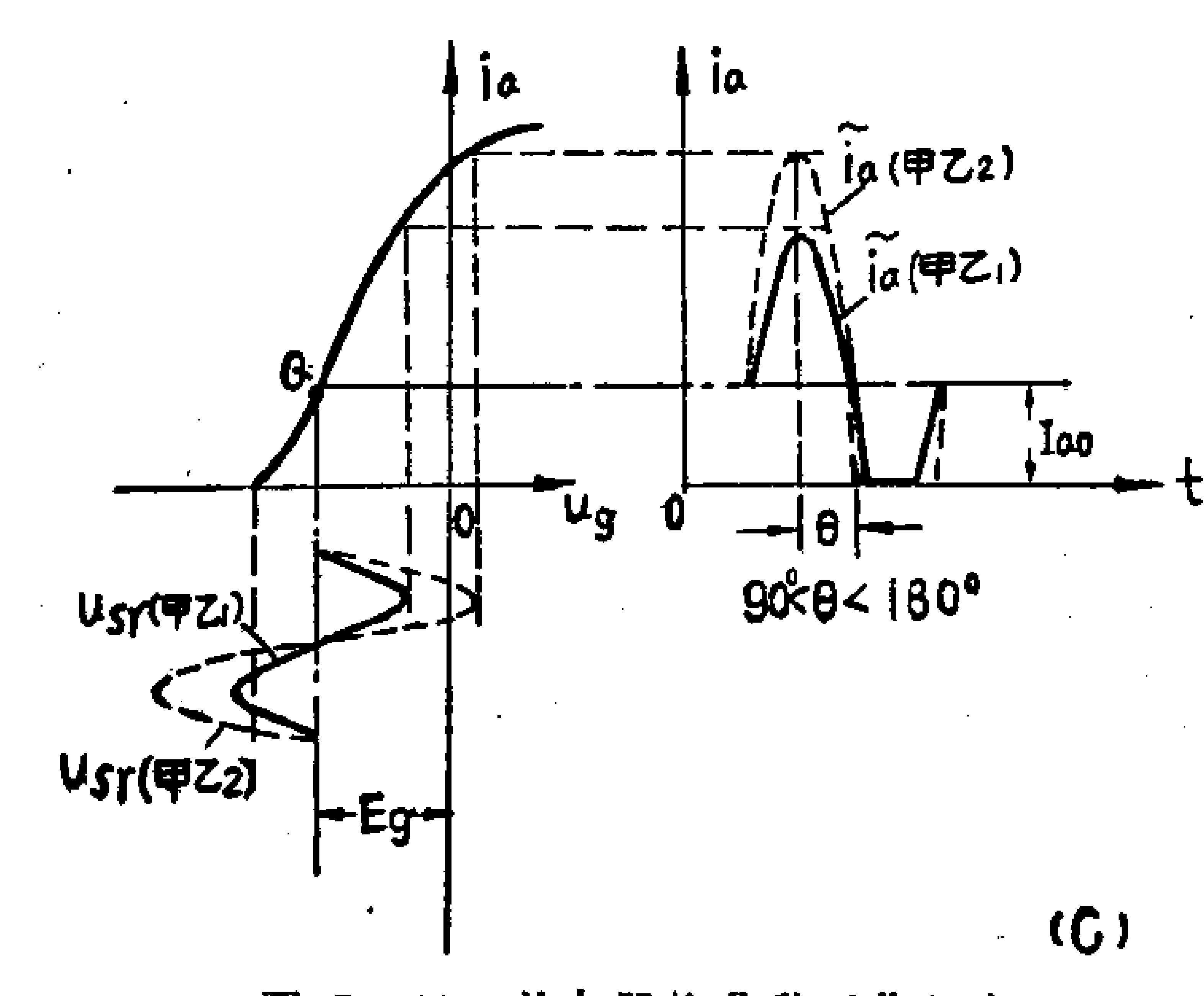


图 5—18 放大器的几种工作状态

二、乙类放大

如果电子管的静态工作点选在动态特性曲线的屏流截止点，如图 5—18（b）所示，在这情况下，只有当输入信号电压正半周时，电子管才有屏流流通，而在负半周时屏流截止，即屏流截止角 θ＝90°，电子管的这种工作状态称为乙类放大。从图 5—18（b）可以看出，在没有信号输入时，电子管的屏流为零，即$I_{a0}=0$，因而静态时屏极电源E_a不用向电子管供给直流功率，所以乙类放大的效率很高，一般可达50—70%左右。同时它的屏流变化幅度很大，所以输出功率较大。但因电子管只有在信号的半个周期内工作，必须采用推挽放大电路，

使其中一个电子管放大信号电压的正半周而另一个电子管放大信号的负半周，这样总的输出电压波形仍是完整的一个周期。图5—19表示乙类推挽功率放大器两管的输出电压波形和屏极至屏极间总的输出电压波形。乙类放大一般用在要求输出功率较大的地方，它的输出功率比单管时要大好几倍。为了提高输出功率，通常输入信号电压的幅度都比较大，以致信号电压正半周的部分时间栅压为正而引起栅流，这时乙类放大也称为乙$_2$类放大，注脚“2”表示电子管工作在有栅流的工作状态。

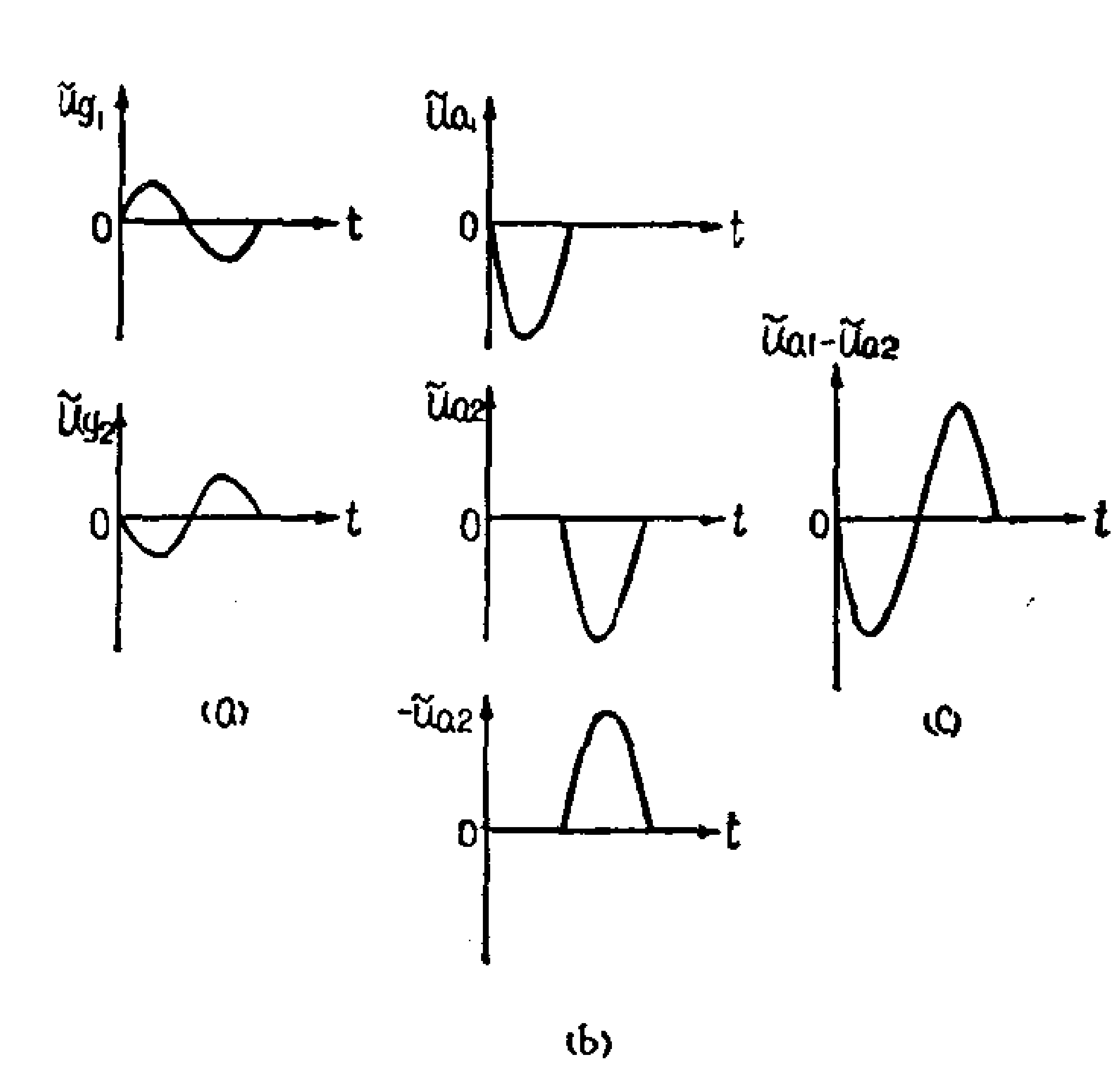


图 5—19 乙类推挽放大的输出电压波形

三、甲乙类放大

当电子管的静态工作点选在介于甲类和乙类之间的位置时，就称为甲乙类放大，如图5—18(*c*)所示，这时屏流截止角$90^\circ<\theta<180^\circ$。由图可见电子管在信号电压负半周的部分时间内没有屏流，此波形与图5—17的相同，所以在采用推挽放大器电路时，虽然屏流中包含有偶次谐波分量，但在输出端还是没有偶次谐波的非线性失真。甲乙类放大的输出功率和效率高于甲类而低于乙类，效率一般在40—50%左右。在甲乙类放大中亦可以分为甲乙$_1$类和甲乙$_2$类两种，它们的区别在于甲乙$_2$类的输入信号幅度较大，输出功率也较大，但在正半周部

分时间有栅流产生，如图5—18(c)中虚线的波形，而甲乙$_1$类始终是在负栅压的情况下工作，不会产生栅流，如图5—18(c)中实线的波形。

第五节 倒相电路

推挽功率放大器需要两个大小相等而相位相反的输入信号电压，除了采用次级线圈有中心抽头的输入变压器供给外，还可以由倒相电路来获得。倒相电路的种类很多，这里只介绍常见的两种。

一、分压式倒相电路

图5—20是分压式倒相电路。它由两个三极管G_1和G_2组成两个阻容耦合放大器，G_2的输入信号电压u_{sr2}取自G_1的输出电压u_{sc1}的一部分(u_{sc1}在电阻R_2上的分压)，G_1和G_2的输出分别接到由G_3和G_4所组成的推挽放大器的输入回路。电路中各部分电压的瞬时极性在图中用正负号表示出来，由图中可以看出，G_1的输出电压u_{sc1}与输入信号电压u_{sr}相位相反，而G_2的输

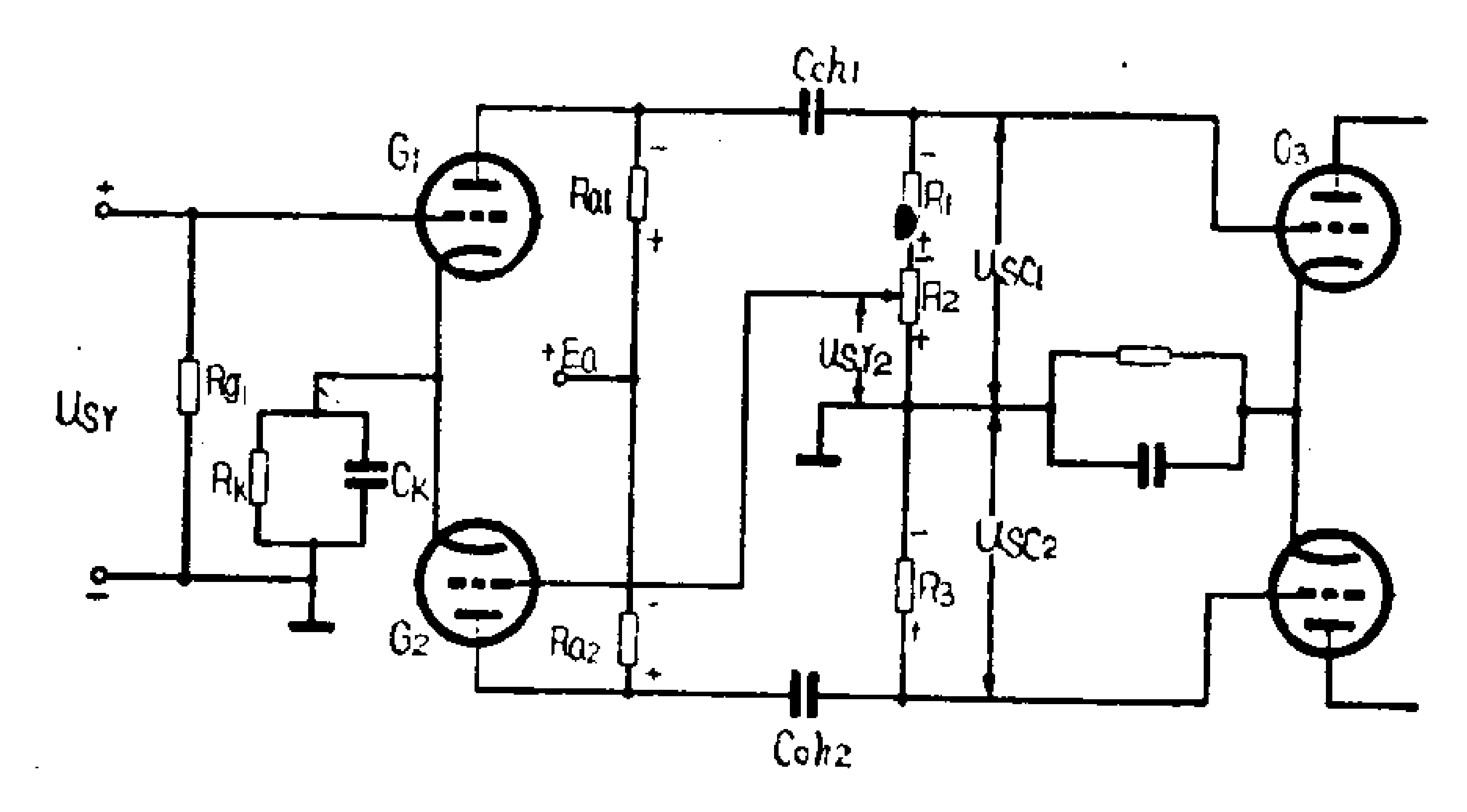


图5—20 分压式倒相电路

入信号电压u_{sr2}是u_{sc1}的一部分且与u_{sc1}相位相同，由于G_2的输出电压u_{sc2}与u_{sr2}相位相反，因此u_{sc2}与u_{sc1}相位相反。至于u_{sc2}和u_{sc1}的大小，则可以通过调整电位器R_2的活动接点来调整u_{sr2}的值，使u_{sc2}与u_{sc1}相等。

通常为简单起见，电子管G_1和G_2使用一个双三极管如6N1、6N2、6N8P等。

二、分负载倒相电路

分负载倒相电路就是将一个阻容耦合放大器的屏极负载电阻R_a分为相等的两半($\frac{1}{2}R_a$)，并将其中的一半接到阴极电路中去，如图5—21所示。这样电子管G_1输出的屏压交流分量$\tilde{u}_a$也分成相等的两半，即$\tilde{u}_a' = \tilde{u}_a'' = \frac{1}{2}\tilde{u}_a$。

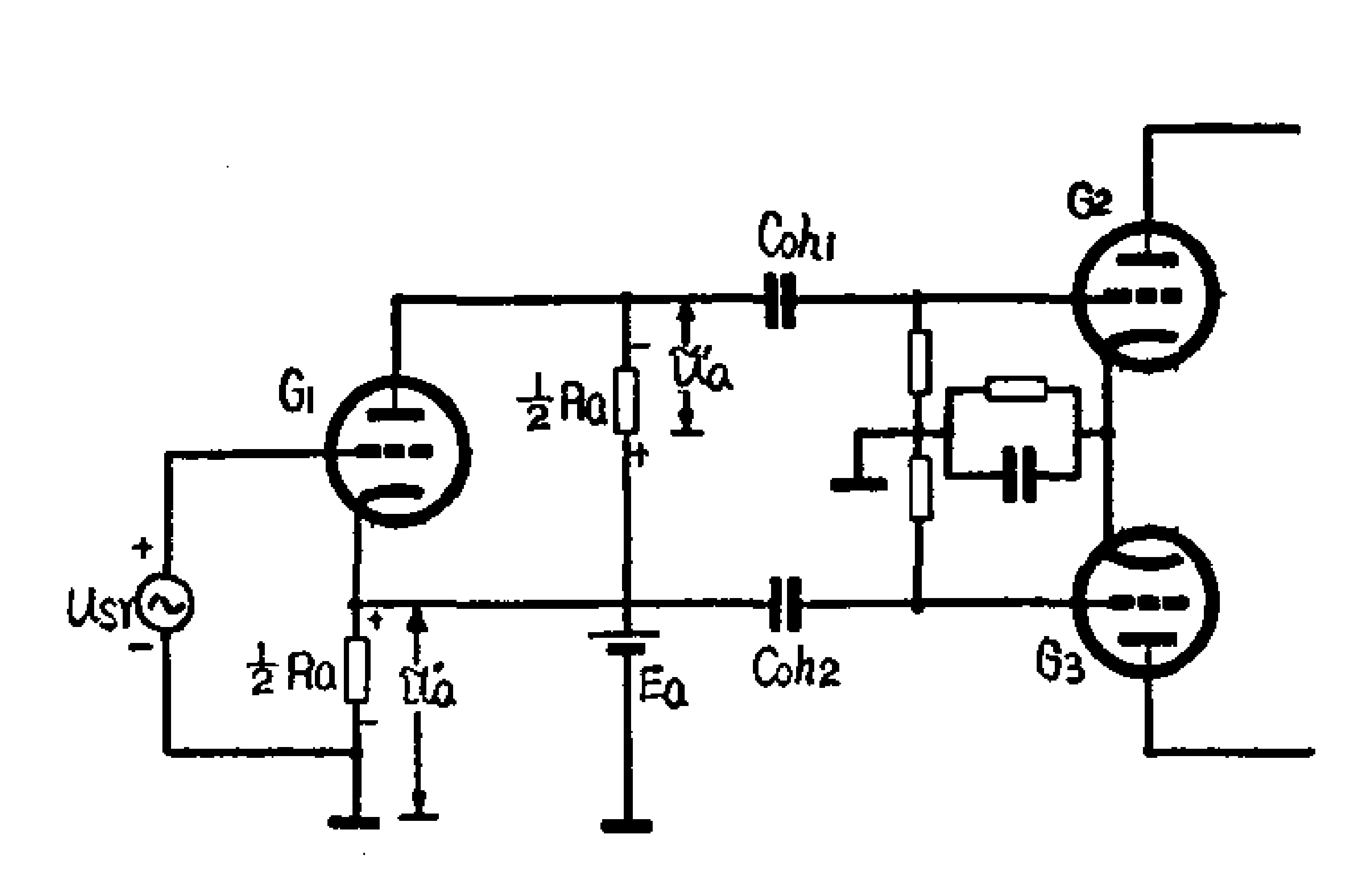


图 5—21 分负载倒相电路

由屏极输出的$\tilde{u}_a'$通过C_{oh1}耦合到推挽放大管G_3的栅极，而由阴极输出的$\tilde{u}_a''$通过C_{oh2}耦合到G_4的栅极。从图5—21中所注的各部分电压的瞬时极性可以看出，$\tilde{u}_a'$与u_{sr}相位相反，而$\tilde{u}_a''$则与u_{sr}相位相同，也就是$\tilde{u}_a''$与$\tilde{u}_a'$相位相反，从而达到了倒相的目的。

本 章 小 结

功率放大器是一个能量变换器，它是把屏极电源的直流功率变换为与信号电压相应变化的输出功率以供给负载。

功率放大器电路中大都采用输出变压器与负载耦合，输出变压器的主要作用是通过变压器的变换作用，将放大器的负载电阻变换为电子管所要求的最佳负载电阻。

从所用的电路形式上分，功率放大器有单边功率放大器和推挽功率放大器两种。从电子管的工作状态来分则有：甲$_1$类、甲乙$_1$类、甲乙$_2$类和乙$_2$类等几种。在载波机中所用的功率放大器大多数是单边甲$_1$类五极管(或束射管)功率放大器。

衡量功率放大器性能的质量指标主要有输出功率、效率、非线性失真和频率失真。对输出功率、效率和非线性失真的分析是用图解法，而对频率失真的分析要用等效电路法。

单边甲$_1$类五极管（或束射管）功率放大器的屏极输出功率约为

$$P_{sca}=\frac{1}{8}(I_{amax}-I_{amin})(U_{amax}-U_{amin})$$

获得输出功率大而失真又小的最佳负载电阻为

$$R'_{fz}\approx\left(\frac{1}{10}\sim\frac{1}{8}\right)R_i$$

由于甲$_1$类放大的屏流直流分量I_{a0}较大，所以它的屏效率较低，一般只有30—40%左右。影响功率放大器低频失真的因素是输出变压器初级线圈的电感，而影响高频失真的因素是输出变压器的漏感和分布电容。

多个同型号的电子管并联运用可以提高功率放大器的输出功率，但非线性失真和单管时相同，而极间电容相应地增大使放大器的高频特性变坏。

推挽功率放大器的主要特点是输出功率可以提高和消除了电子管特性曲线的弯曲部分所引起的非线性失真中的偶次谐波分量，从而减小了放大器的非线性失真。

习 题 与 思 考 题

1． 在功率放大器的电路中，输出变压器有什么作用？为什么输出变压器通常都是降压变压器？

2． 功率放大器能否象电压放大器那样采用电阻电容耦合电路，什么原因？

3． 在单边甲类功率放大器中，当有信号输入时，发现它的屏流直流分量增大，这说明电路中发生了什么情况，为什么屏流直流分量会增大？

4． 在图5—22所示的功率放大器，当电路中的 a、b、c、d 各点分别断开时，对放大器有什么影响？

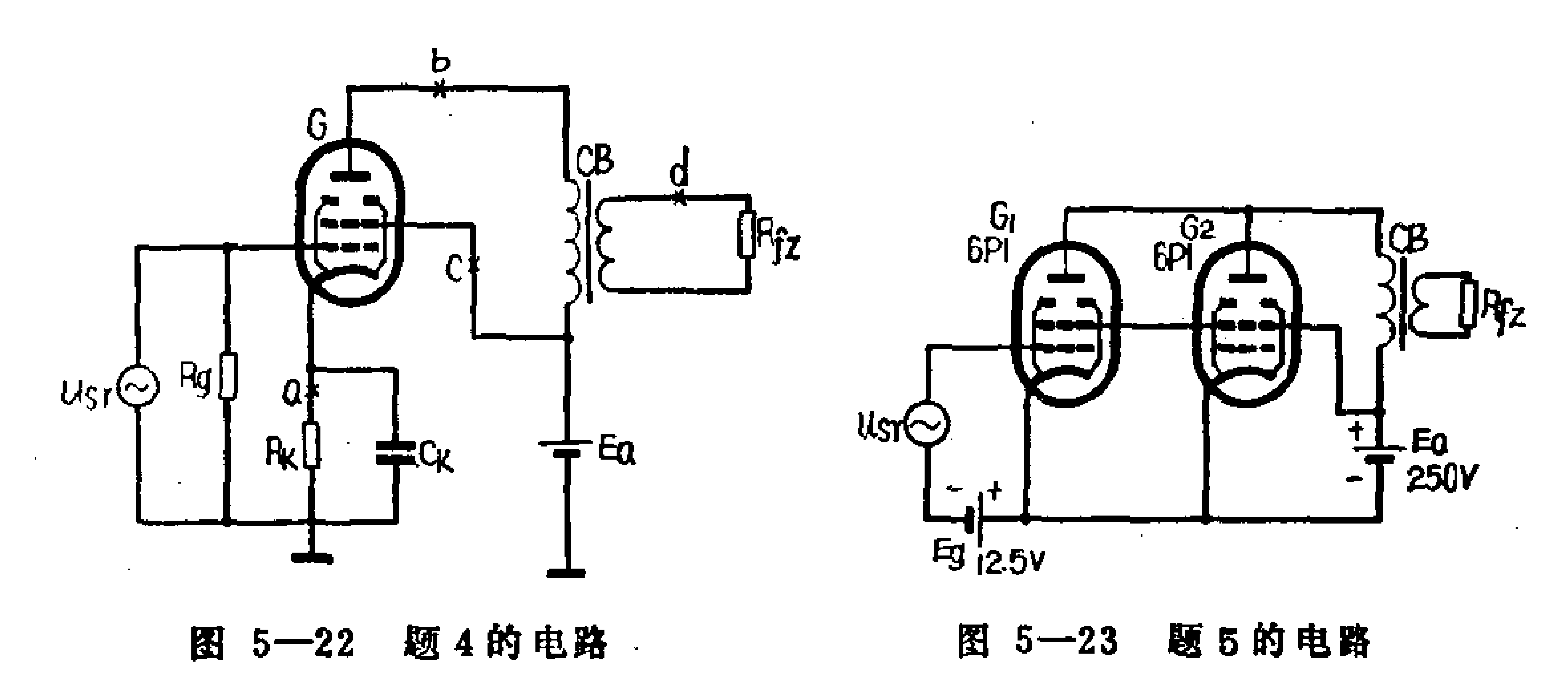


图 5—22　题 4 的电路　　　图 5—23　题 5 的电路

5． 在图 5—23 的功率放大器电路中，将两个电子管6P1并联运用。如 6P1 在单独使用时的最佳负载电阻为5.5千欧，则并联后放大器的最佳负载电阻应为多少？在并联后能否使用原来单管时的输出变压器？

6． 试讨论推挽功率放大器在下列情况下对放大器工作的影响：(1)电子管G_1与G_2的输入电压大小相等并且相位相同；(2)电子管G_1与G_2的特性不一致。

第六章　放大器中的负反馈

内　容　提　要

负反馈是用来改进放大器各方面性能的一种有效措施，因此在质量指标要求较高的放大器中，都毫不例外地采用负反馈电路。本章首先说明反馈的基本概念，然后以串联电压负反馈为例，分析负反馈对放大器性能的影响，再介绍常见的几种负反馈放大器电路。

第一节　反馈的基本概念

一、什么叫反馈

凡是通过一定的方式把放大器输出回路的电压或电流送回到放大器的输入回路来，这样的放大器就叫做反馈放大器，而这样的一种方法称为反馈。

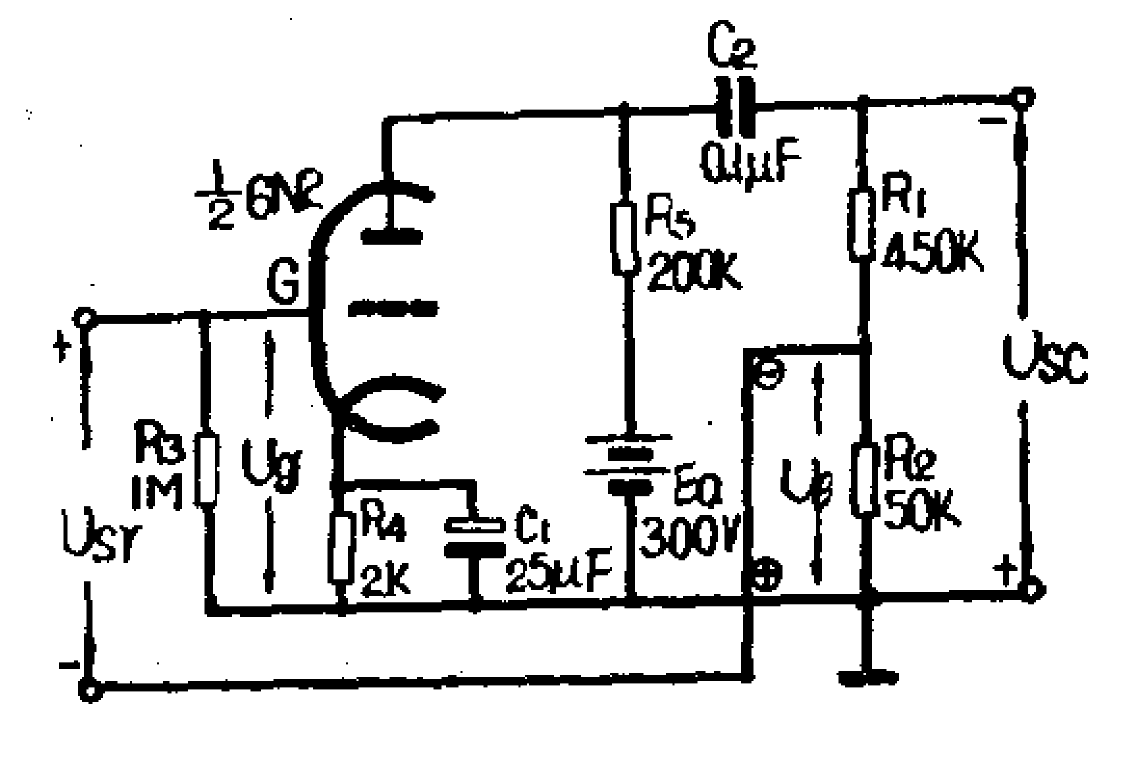


图 6—1　简单的反馈放大电路

图6—1表示一个简单的反馈放大器电路。在输入回路中，除了输入信号电压U_{sr}之外，还从输出回路送回一部分电压$U_{\beta}=\frac{R_2}{R_1+R_2}\times U_{sc}$，这部分电压称为反馈电压。这里反馈电压$U_{\beta}$是由电阻$R_1$、$R_2$所组成的分压器将输出电压$U_{sc}$分压取得，所以称为电压反馈。

二、正反馈和负反馈

在反馈放大器中，当输入信号电压 U_{sr} 的幅度一定时，如果反馈电压U_{β}与U_{sr}相位相反，就会使加到电子管的栅极和阴极间的电压，即净输入电压U_i的幅度减小，从而使 U_{sc} 的幅度减小，放大倍数将降低。这种反馈方式，称为负反馈。反过来，如果U_{β}与U_{sr}相位相同，以致使U_i的幅度增大，从而使U_{sc}的幅度增大，放大倍数将增加。这种反馈方式，称为正反馈。

上述图 6—1 的反馈放大电路，究竟是正反馈还是负反馈呢？为了判断反馈的极性，可以假设在中频范围内，把电路中各部分电压的瞬时极性用正负号标出，找出U_{β}与U_{sr}的相位关系。设在某一瞬间输入信号电压 U_{sr} 的极性为上正下负，由于电子管的输出电压与输入电压相位相反，这时输出电压 U_{sc} 的极性是上负下正，而反馈电压U_{β}是U_{sc}的一部分，因此 U_{β} 的极性也是上负下正。最后比较一下U_{β}与U_{sr}的极性，可以看出U_{β}与 U_{sr}相位相反，抵消了 U_{sr} 的一部分，使放大倍数降低，所以是负反馈。

再看图6—2的两级放大电路，用同样的方法在输出回路取得反馈电压 U_{β}。在中频范围内，电路中各部分电压的瞬时极

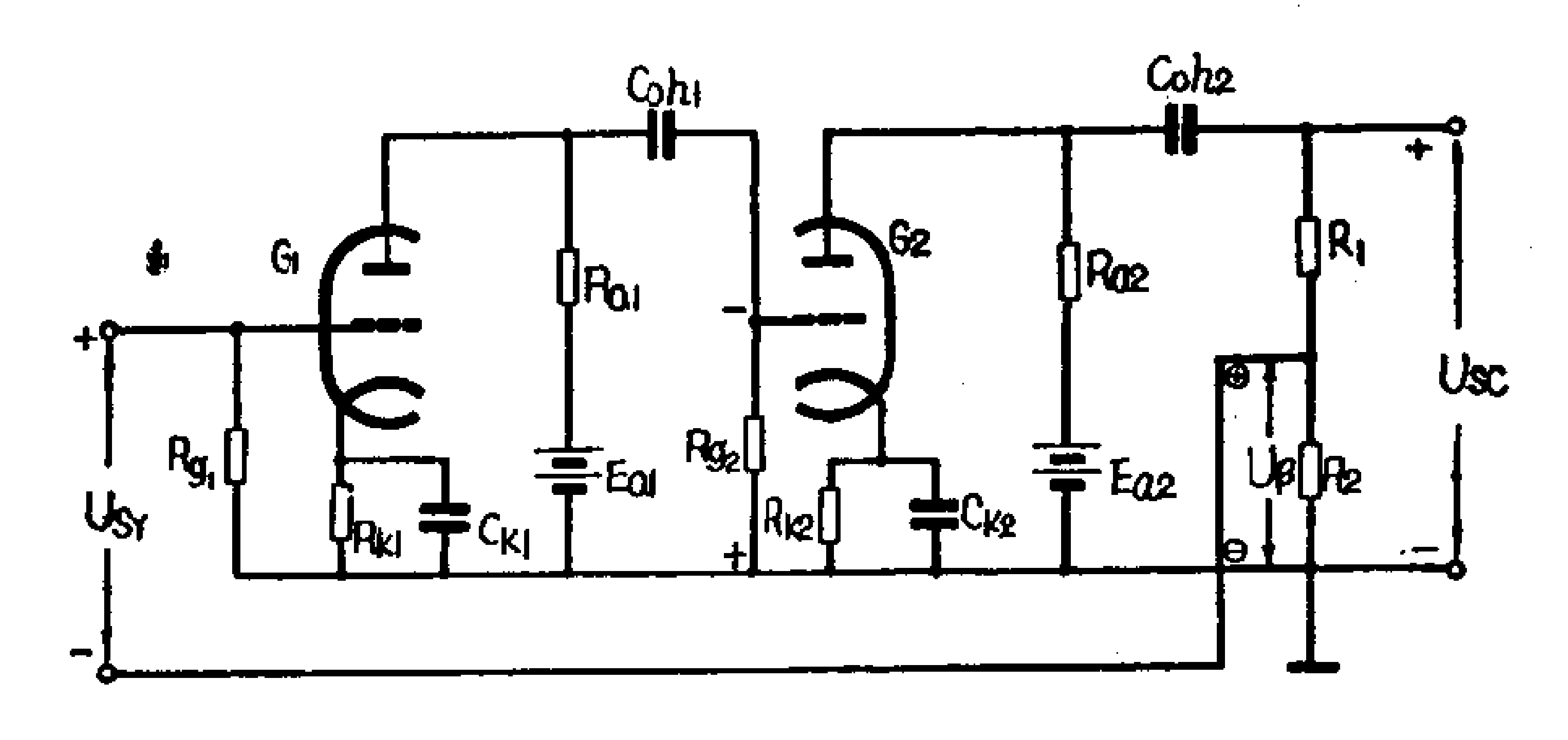


图 6—2 两级反馈放大电路

性如图中所示。由于电子管的输出电压与输入电压是反相的关系，经过两级放大后，反馈电压U_β的极性与图 6—1 不同，它与输入信号U_{sr}相位相同，放大倍数将增大，所以是正反馈。

负反馈使放大器的放大倍数下降，但会使放大器其他性能得到改善，因此负反馈在放大器中获得普遍的应用。

正反馈的优点是在一定程度上提高了放大倍数，而放大器的其他性能则往往因引进了正反馈而显著变坏，甚至因此不能正常工作，所以它在放大电路中是很少采用的。而且在维修和装配放大器时，还应采取措施来消除寄生的正反馈。

因此，本章的内容主要是讨论负反馈。

第二节　负反馈对放大器性能的影响

为了从概念上说明负反馈放大器的一般性能，从特殊到一般，我们把图6—1所示的电路概括为如图6—3所示的方框图。在方框图中，上面的方框代表放大器本身，K表示未加反馈时放大器的放大倍数

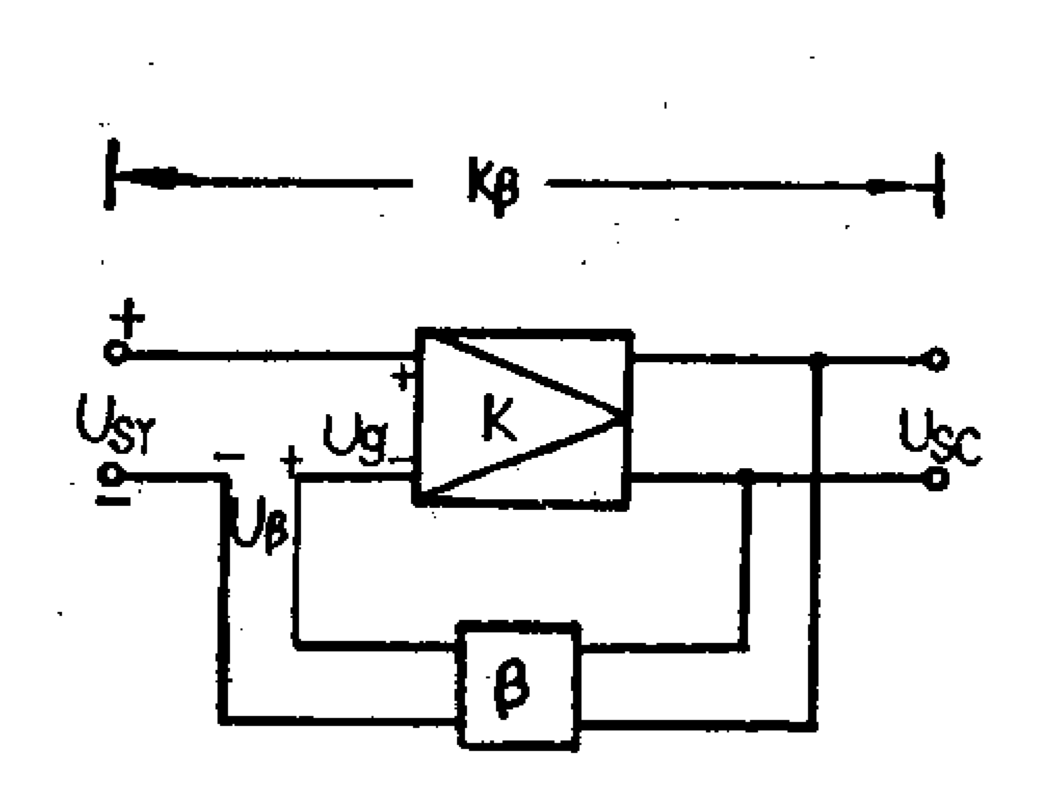


图 6—3　负反馈放大器的方框图

$$K=\frac{U_{sc}}{U_g} \qquad (6—1)$$

式中 U_g 是电子管栅极与阴极之间的电压，即电子管的净输入电压。设 K_β 是放大器加入反馈后的放大倍数，从图中可以看出

$$K_\beta=\frac{U_{sc}}{U_{sr}} \qquad (6—2)$$

图中下面的方框代表反馈网络，β表示反馈网络的反馈系数，

等于反馈电压U_β与输出电压U_{sc}之比

$$\beta=\frac{U_\beta}{U_{sc}} \tag{6—3}$$

它用来说明将输出电压的多少送回到输入回路。在图6—1中，反馈网络由电阻R_1和R_2组成，它同时也是耦合电路中的R_g。由式(6—3)求出图 6—1 的反馈系数$\beta=\frac{R_2}{R_1+R_2}=\frac{50}{450+50}=\frac{1}{10}$，即通过反馈电路把输出电压$U_{sc}$的十分之一反馈到输入回路。如果再把图6—1改画成如图6—4的形式，我们就可以很清楚地看出电路中那一部分是属于放大器本身，那一部分是反馈网络。

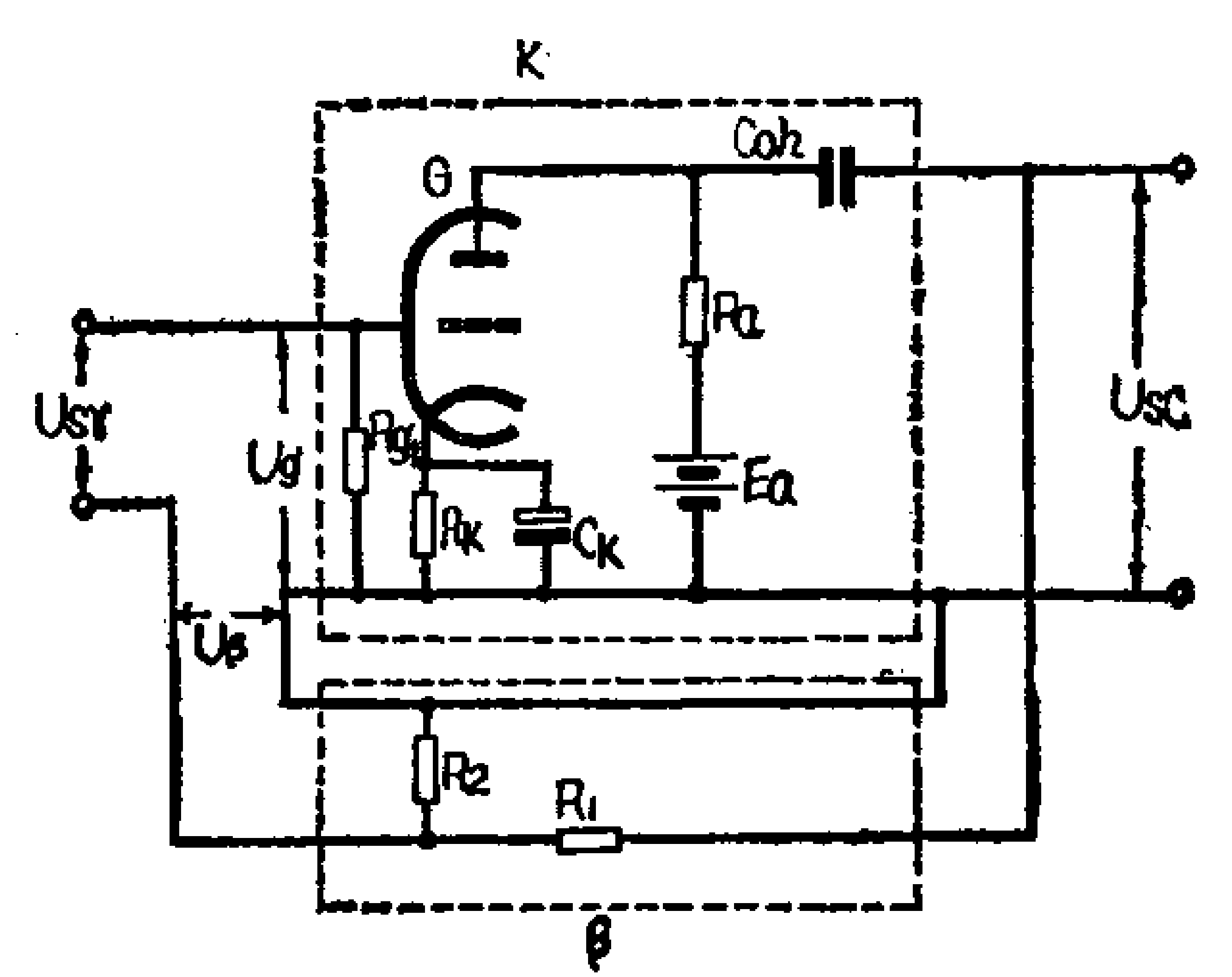


图 6—4 简单的反馈放大电路

图6—3这样形式的反馈放大器，因为是将输出电压U_{sc}的一部分来反馈，同时反馈电压U_β在输入回路中是与输入电压U_{sr}串联的，因此称为串联电压负反馈。负反馈放大器因反馈的连接方法不同而有好几种形式，它们的性能也各有些不同，这将在以后再说明。下面就以这种串联电压负反馈电路为例，分析负反馈对放大器性能的影响。

一、放大倍数

放大器加入负反馈后，引起它的放大倍数下降已如前述，现在再来找出放大器未加反馈时的放大倍数K和加入负反馈后的放大倍数K_β之间的定量关系。

由图6—3及式(6—3)可知，因为是负反馈，放大器的净输

入电压

$$U_g = U_{sr} - U_\beta = U_{sr} - \beta U_{sc} \tag{6-4}$$

将式(6—1)中的U_g代入式(6—4)，得出

$$\frac{U_{sc}}{K} = U_{sr} - \beta U_{sc}$$

$$U_{sc} = K(U_{sr} - \beta U_{sc}) = KU_{sr} - K\beta U_{sc}$$

移项整理后

$$U_{sc} + K\beta U_{sc} = U_{sc}(1+K\quad) = KU_{sr}$$

根据K_β的定义

$$K_\beta = \frac{U_{sc}}{U_{sr}} = \frac{K}{1+K\beta} \tag{6-5}$$

从上式可以看出，当放大器加入负反馈后，它的放大倍数要比没有负反馈时的放大倍数降低$(1+K\beta)$倍。$(1+K\beta)$的值愈大，放大倍数下降愈多。因此，$(1+K\beta)$的值反映出负反馈的程度，称为反馈深度。

例如图6—1的负反馈放大电路，设在中频区时Q点的参数为：$\mu=97.5$，$S=1.1$毫安/伏，$R_i=88.5$千欧。无反馈时，电路中U_{sr}的下端不经R_2而与地直接连接，R_1+R_2相当于R_g，这时按(4—20)式求它的放大倍数

$$K = \frac{\mu}{1+\frac{R_i}{R_a}+\frac{R_i}{R_g}} = \frac{97.5}{1+\frac{88.5}{200}+\frac{88.5}{450+50}} \approx 60$$

有反馈时，因为$\beta = \frac{R_2}{R_1+R_2} = \frac{50}{450+50} = \frac{1}{10} = 0.1$，所以

$$K_\beta = \frac{K}{1+K\beta} = \frac{60}{1+60\times0.1} = \frac{60}{7} = 8.57$$

通过上面的例子说明这个负反馈放大器当反馈系数$\beta=0.1$即反馈深度$1+K\beta=7$时，放大倍数由60下降到8.57。

如果在负反馈放大器中，当$K\beta \gg 1$时，即放大器本身的放大倍数K和反馈系数β的乘积很大，这时$1+K\beta \approx K\beta$，于是式(6—5)可写成

$$K_{\beta}=\frac{1}{1+K\beta}\approx\frac{1}{\beta} \qquad (6—6)$$

上式的物理意义是：当负反馈的深度很大时，放大倍数K_{β}只与反馈系数β值有关，而与放大器本身的放大倍数K无关。这样只要β值不变，K_{β}便能保持稳定。如果一个反馈深度很大的负反馈放大器，它的反馈电路元件又采用高稳定的电阻使β值很稳定的话，那么它的放大倍数K_{β}便不致因电子管参数、电源电压等稍有变化而受影响。当$K_{\beta} \gg 1$时的负反馈放大器，就称为深负反馈放大器，一般把$1+K_{\beta}$值大于10的负反馈放大器都称为深负反馈放大器。

二、提高放大倍数的稳定性

放大器在工作时，电子管衰老、电源电压的变化或环境温度的变化等都会使电子管参数或电路元件数值也发生变化，这会影响到放大倍数的稳定性。如果在放大器中引入了负反馈，则可以使放大倍数比未引入负反馈时来得稳定。以图6—1的负反馈放大器为例，在输入电压U_{sr}保持稳定的情况下，如果放大器本身由于某些原因(例如电子管衰老)引起放大倍数K值的降低，则U_{sc}将随着减小，反馈电压U_{β}也要减小，这样U_{g}值将要比以前增加(因$U_{g}=U_{sr}-U_{\beta}$)，从而使U_{sc}下降的程度小一些。其过程可以简单表示如下：

电子管跨导降低→$U_{sc}\downarrow$→$U_{\beta}\downarrow$—┐
$U_{sc}\uparrow$←$U_{g}\uparrow$←┘

由此可见，开始时U_{sc}减小，而最后是U_{sc}增加，结果是U_{sc}即

使减小，但减小的程度小一些，即U_{sc}趋于稳定。反过来，如果因为更换了新的电子管使U_{sc}有增加的趋势，也可以用同样的方法说明U_{sc}也会趋于稳定。这说明负反馈总是起着减小U_{sc}变化的作用，因此提高了放大倍数的稳定性。

下面我们再用具体数字来举个例子。从图6—5可以看到，在没有负反馈的情况下〔图6—5(*a*)〕，当K由100减小到90时，U_{sc}也将由10伏降到9伏，下降了10%。而当有负反馈时〔图6—5(*b*)〕，设$\beta=0.01$，由于U_{sc}下降的结果，使U_g由0.05伏增加到0.0527伏，因此对应于$K=90$时的U_{sc}值是4.73伏，下降了5.4%，与没有负反馈时比较，下降的程度减小了将近一半。所以负反馈虽然使放大器的放大倍数减小，但放大倍数的稳定性却提高了。

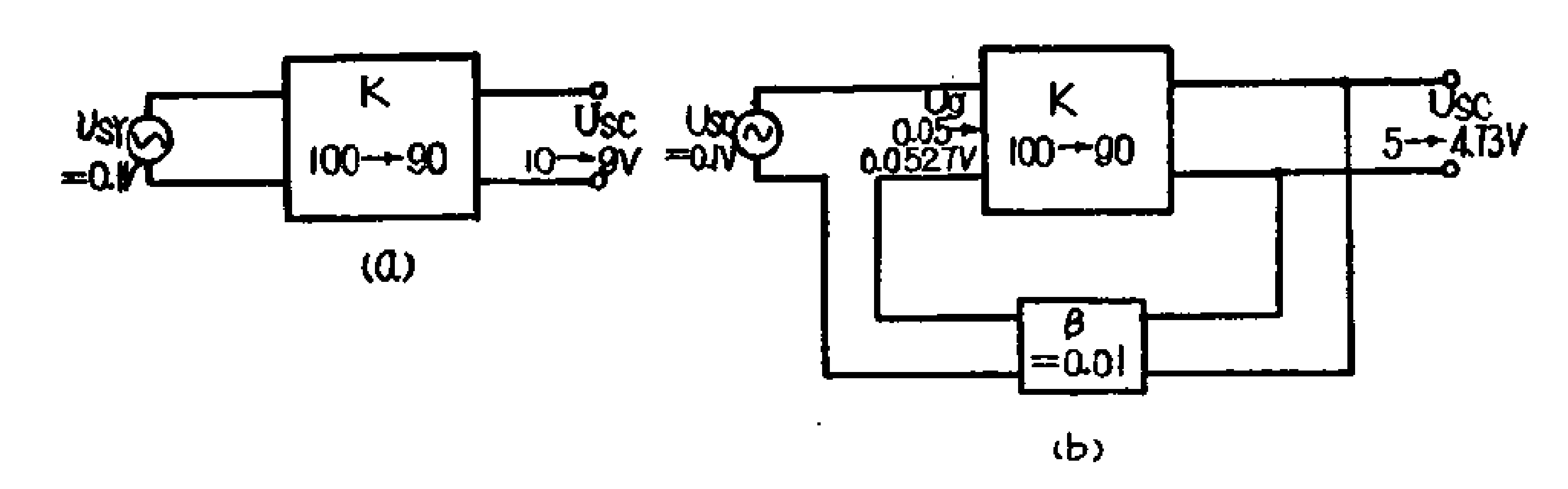


图 6—5　放大器在无反馈和有负反馈时的工作情况

三、减小频率失真

以前说过，一般阻容耦合放大器及带有输出变压器的功率放大器的幅频特性，只有在中频区才是平直的，当频率较低和较高时，放大倍数都逐渐下降，即有频率失真。放大器加入负反馈后，频率失真将得到改善。因为放大器在中频区的放大倍数较大，U_{sc}和U_β都较大，而U_g则较小，因此加入负反馈后，放大倍数下降较多。而在低频区及高频区，原来的放大倍数都较小，相应的U_{sc}及U_β也较小，U_g相对来说将较大，因而放大

倍数的降低也就不如中频区那么显著。从图6—6的幅频特性曲线可以看出，由于负反馈使中频区放大倍数 K_z 下降的幅度是 ΔK_z，而低频区放大倍数下降的幅度是 ΔK_D，可见由于 ΔK_D 小于 ΔK_z，结果使幅频特性曲线较无负反馈时来得平坦，这样使放大器的下限频率 f_{xx} 向左移。同样的原因，负反馈使上限频率 f_{sx} 向右移。这说明引入负反馈后，放大器的通频带加宽了，即减小了频率失真。

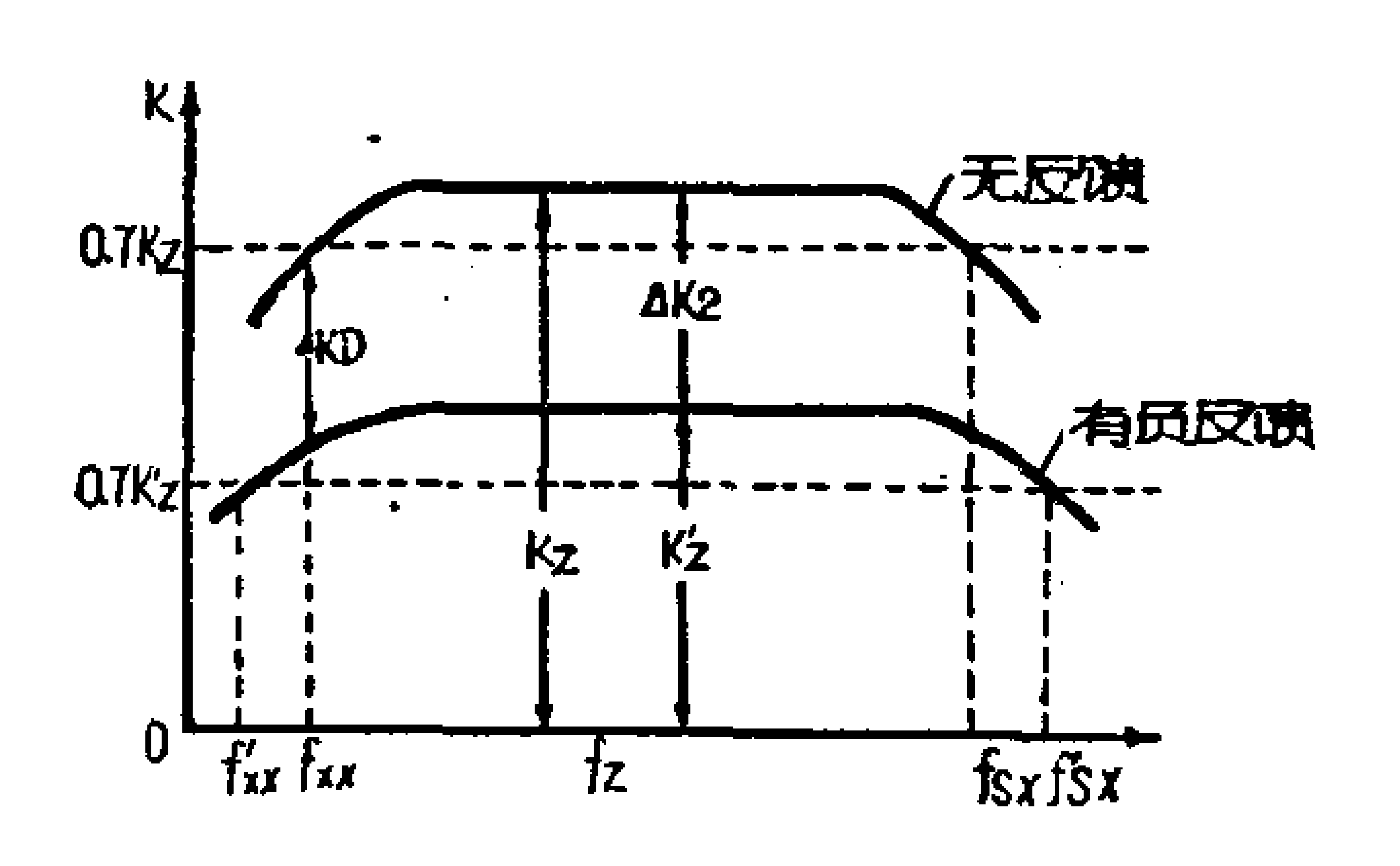


图 6—6　负反馈对放大器幅频特性的影响

四、减小非线性失真

在放大器中，由于包含电子管这样的非线性元件而引起非线性失真，使输出电压波形与输入电压波形不相似。放大器加入负反馈后，可以在一定程度上纠正输出波形的失真。

图6—7表示负反馈减小非线性失真的示意图。由于放大器本身的非线性，使输出电压瞬时值 u_{sc} 的波形的两个半周不对称（图中的实线波形），例如时间在 t_1 时，u_{sc} 的瞬时值因非线性失

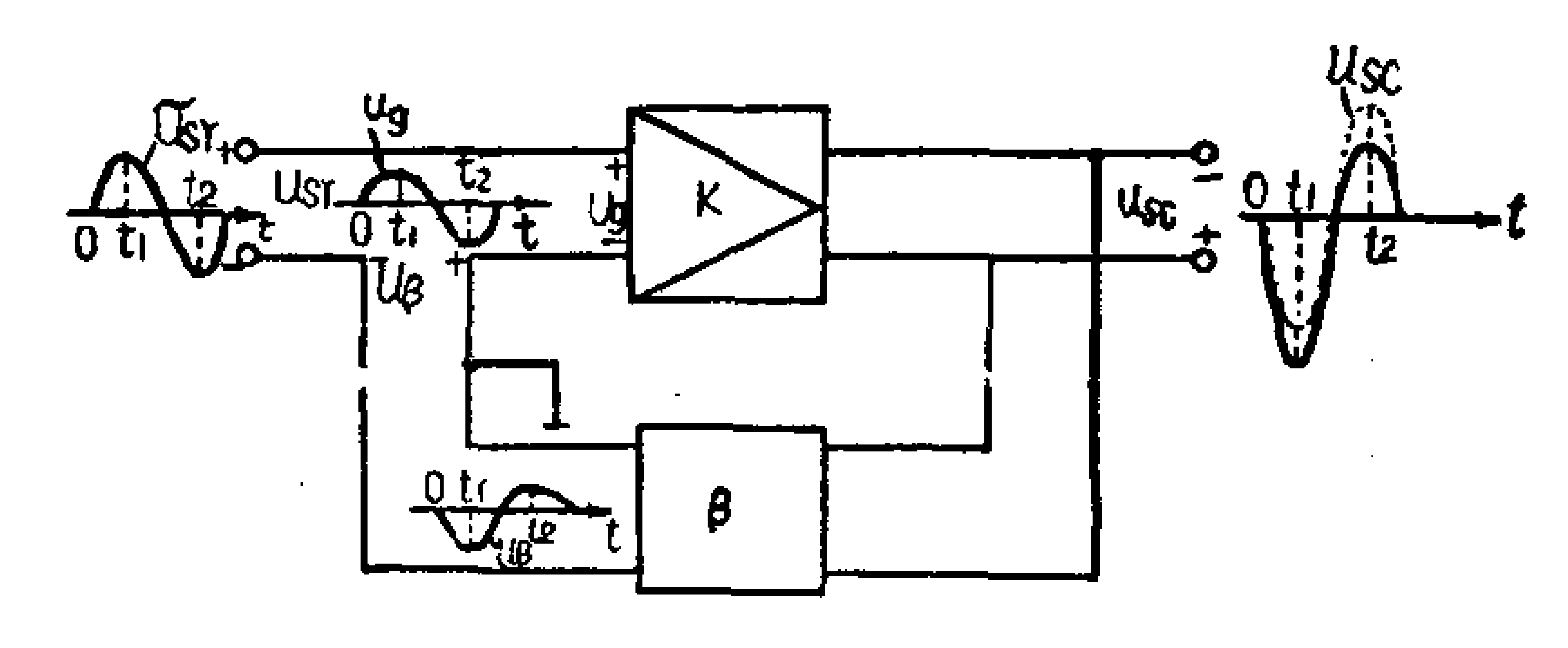


图 6—7　负反馈减小非线性失真示意图

真而较大。引入负反馈后，则反馈电压u_β的瞬时值也较大，因为是负反馈，u_{sr}与u_β互相抵消的结果，使得放大器的净输入电压 u_g在t_1时的瞬时值较在t_2时的瞬时值来得小，从而可以纠正t_1时u_{sc}的值，使之减小。最后可能使u_{sc}的正负半周接近对称，如图中的虚线波形所示，因而减小了非线性失真。

五、改善放大器内部噪声

放大器的噪声是指在没有输入信号时因放大器本身的内部原因而产生非周期性变化的输出电压，如图6—8（a）所示。如果在放大器中引入负反馈，由于反馈的噪声电压经放大器放大后所得到的输出电压与原来输出的噪声电压相位相反，因而总的噪声输出电压幅度减小了，如图6—8（b）所示。

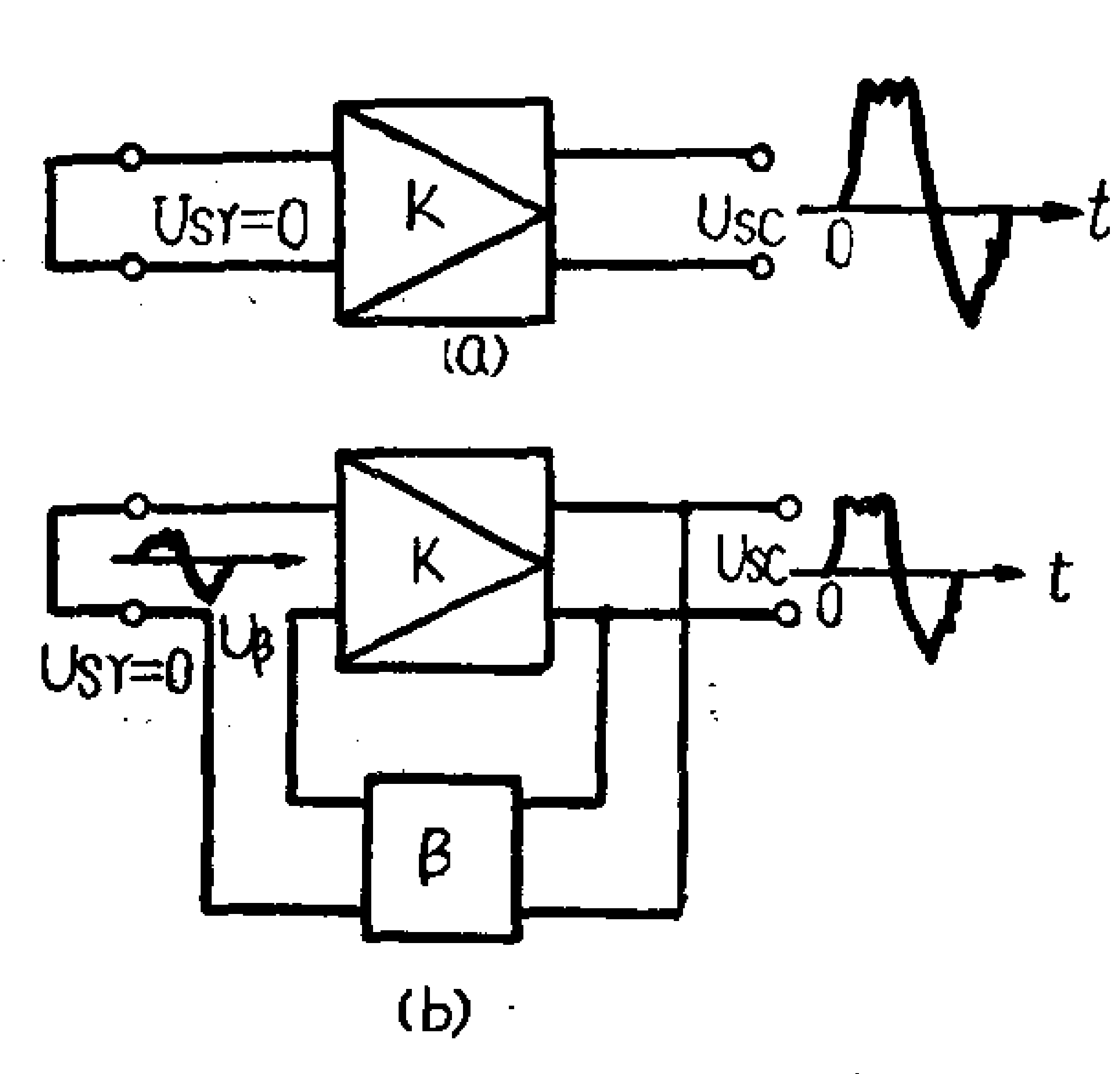


图 6—8　负反馈改善放大器噪声的原理图

在这里我们要注意，当放大器有信号输入时，负反馈亦将使输出信号受到同样的衰减，这样放大器输出的噪声幅度虽然减小了，但信号噪声比并没有改变，所以负反馈只能减小放大器输出噪声的幅度，但不能改善信号噪声比。如果我们要提高信号噪声比的话，可以在引入负反馈的同时，将输入信号电压的幅度也增加，这时噪声输出因负反馈而减小，而输出信号的衰减因增大了输入信号的幅度而得到补偿，这样就能够提高信号噪声比。

此外，如果信号源本身包含有噪声，或在反馈电路之前就

已有噪声存在，引入了负反馈也不能减小这些噪声的影响，因为负反馈使噪声和信号电压受到同样的衰减。如图6—9所示的电路，负反馈只能减弱放大器K_2内部的噪声，而不能减弱信号源或放大器K_1中所产生的噪声。

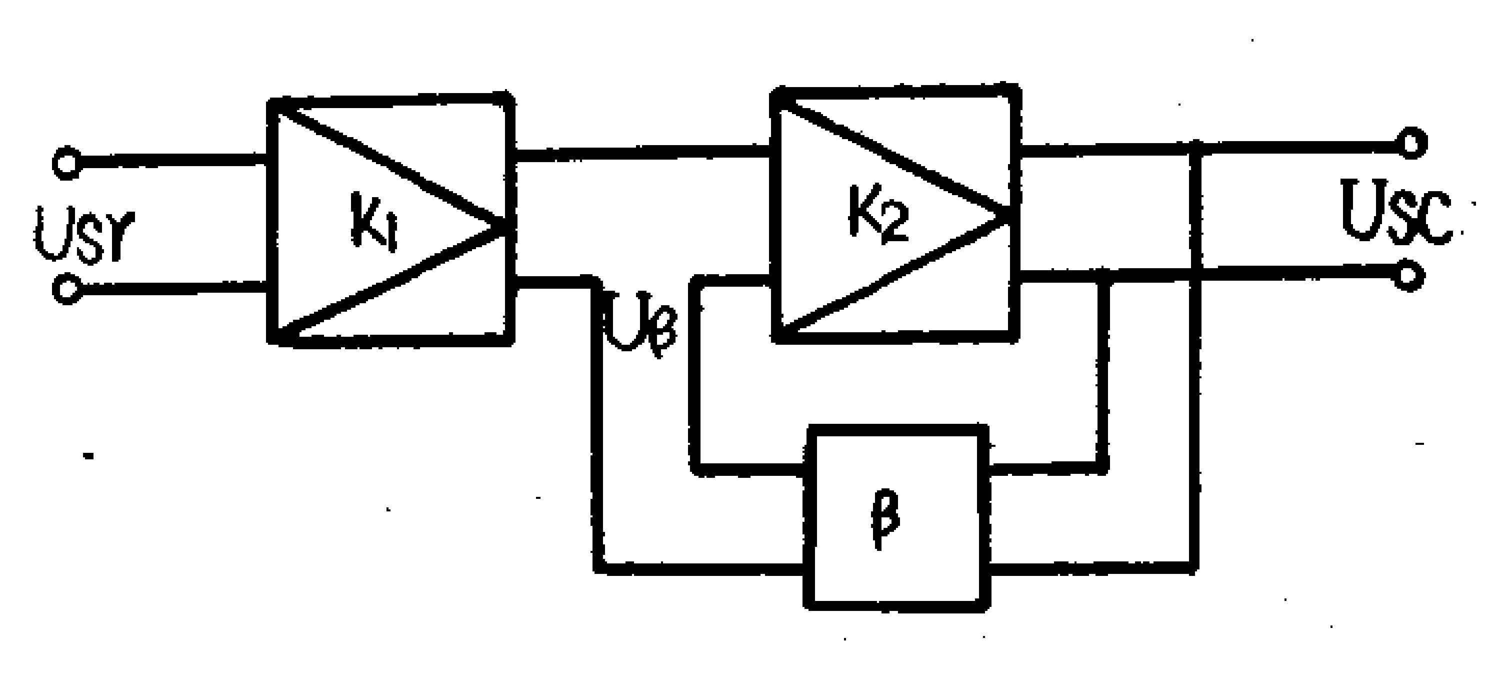


图 6—9 反馈对噪声的影响

六、对输出阻抗的影响

放大器的输出阻抗是衡量放大器的带负载的能力。当放大器的负载发生变化时，例如会议电话汇接机的用户增多了，那么用户向汇接机发信放大器吸取的功率将增大，即负载加重了。如果放大器的输出阻抗较小，当负载变化时，因为放大器内阻的压降小，它的输出电压U_{sc}的变化也小，说明这样的放大器带负载的能力比较大。根据这样的概念，我们可以通过观察负载阻抗变化时所引起的输出电压变化的大小，来判断放大器输出阻抗的大小。如当负载阻抗作较大的改变时，它的U_{sc}变化很小，那么这个放大器的输出阻抗是很小的。前面我们已解释过负反馈能够提高放大器放大倍数的稳定性，因此当U_{sr}不变时，引入负反馈后，输出电压的稳定性提高了，亦即当负载变动时U_{sc}可基本上不变。这从效果上来看，就意味着输出阻抗的减小。

七、对输入阻抗的影响

在图6—1所示的串联负反馈放大器，不但能减小输出阻抗，同时也能增大输入阻抗。因为在这种形式的负反馈电路

中，反馈电压U_β与输入电压U_{sr}串联，由于是负反馈，U_{sr}的大部分被U_β所抵消了，真正加到电子管的净输入电压U_i远小于U_{sr}，这样输入电流I_{sr}将大为减小，即放大器输入回路从信号源所取的电流比没有引入负反馈时要小，这就意味着放大器的输入阻抗提高了。

最后还要说明一下，以上讨论负反馈对放大器的输出阻抗和输入阻抗的影响，都是以串联电压负反馈为例来说明的。至于其他形式的负反馈，一般性能的改善基本上是相同的，只是输出阻抗和输入阻抗变化的规律因反馈的形式不同而有所区别，例如电流负反馈将会使输出阻抗增大，这在以后再说明。

从上面各点的分析可以看到，在放大器中引入负反馈以后，使放大器的放大倍数有所减小，这从放大器的主要用途来说是不好的。毛主席教导我们说："**我们必须学会全面地看问题，不但要看到事物的正面，也要看到它的反面。在一定的条件下，坏的东西可以引出好的结果，好的东西也可以引出坏的结果。**"负反馈使放大倍数减小是坏事，但从全面来看，负反馈却使放大器其他方面的性能都得到改善，这是十分可贵的。因为我们在决定放大器中电子管的工作状态和选择电路元件时当然要尽可能地提高放大器各方面的性能，但这样还不一定能满足通信上的要求。例如目前长途有线通信设备中所用的放大器，有的对非线性失真要求很高（γ小于千分之几），如不采用负反馈是难于达到这样的要求的，这是负反馈在放大器中被普遍采用的原因。

当我们采用负反馈来改善放大器各方面的性能时，从上面的分析中同时也可以看出，反馈深度$1+K\beta$愈大（也即$K\beta$值愈大），这些性能改善得愈显著。然而这些性能的改善是以降低放大倍数的代价而得到的，而且反馈深度愈大，放大倍数降

低愈多，这与性能的改善是互相矛盾的。因此在实际应用时，总是先把放大器的放大倍数提高到比原来所要求的高得多，然后加入负反馈，结果是负反馈使放大倍数降低到原来要求的数值，而其他性能则同时得到了改善。

第三节　负反馈的几种连接形式

我们已经知道反馈是从放大器的输出信号中取出其中一部分作为反馈信号加到输入回路来，从而与输入信号发生一定的联系。要取得反馈信号，有时候我们从输出电压中选取，有时候又可以从输出电流中选取。同样，在输入回路有时候把反馈电压与输入电压串联起来起作用，有时候又可以把反馈电压与输入电压并联起来起作用。这样负反馈电路的形式是多种多样的，而它们的特点也各有不同（主要是输出阻抗和输入阻抗方面）。下面介绍负反馈电路常见的几种连接形式。

根据反馈信号从输出回路取得的方法，反馈电路可以分为以下三种类型：

1． 电压负反馈，如图 6—10 所示，在这个反馈电路里，反馈电压U_{β}的大小与输出电压U_{sc}成正比。

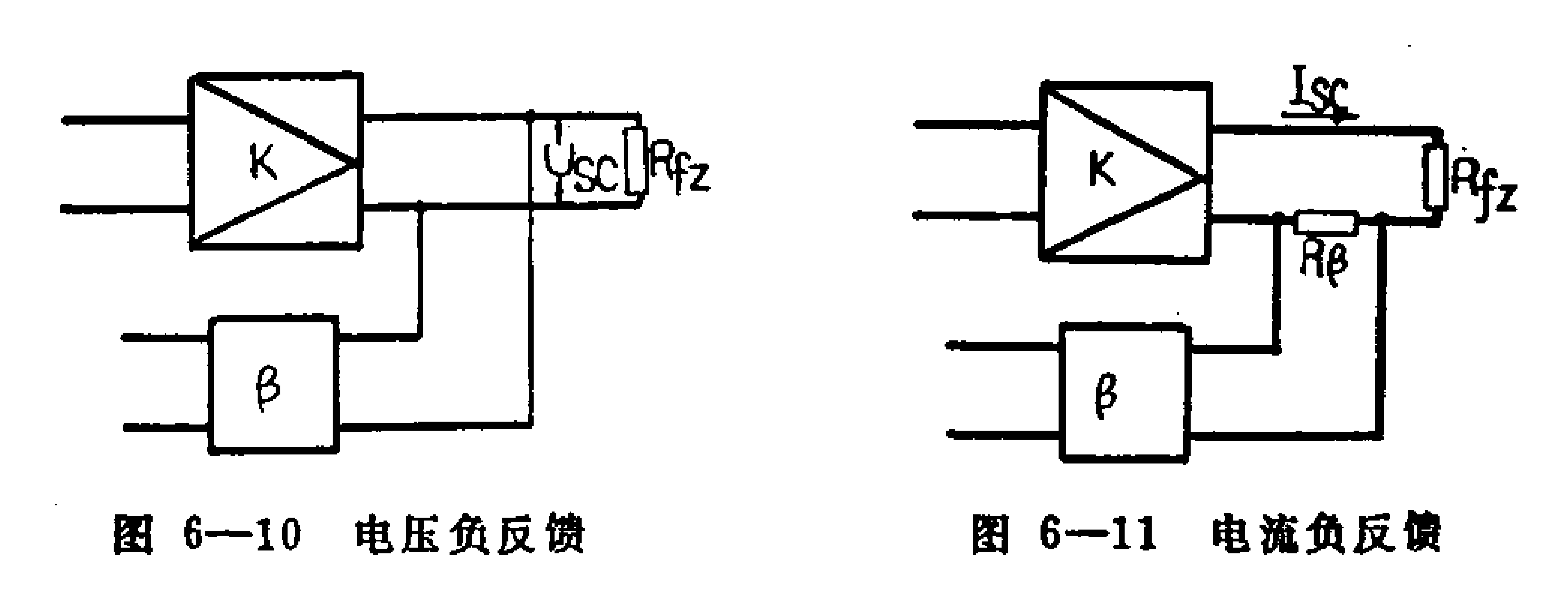


图 6—10　电压负反馈　　　图 6—11　电流负反馈

2． 电流负反馈，如图 6—11 所示，反馈电压是由输出电流I_{sc}通过与负载电阻R_{fz}串联的电阻R_{β}产生的电压降而取得的，

反馈电压U_β的大小与输出电流成正比。

3．混合负反馈，如图 6—12 所示，反馈电压的大小与输出电流和电压混合作用成比例。

根据反馈信号在输入回路与输入信号的连接形式，反馈电路又可分为两种：

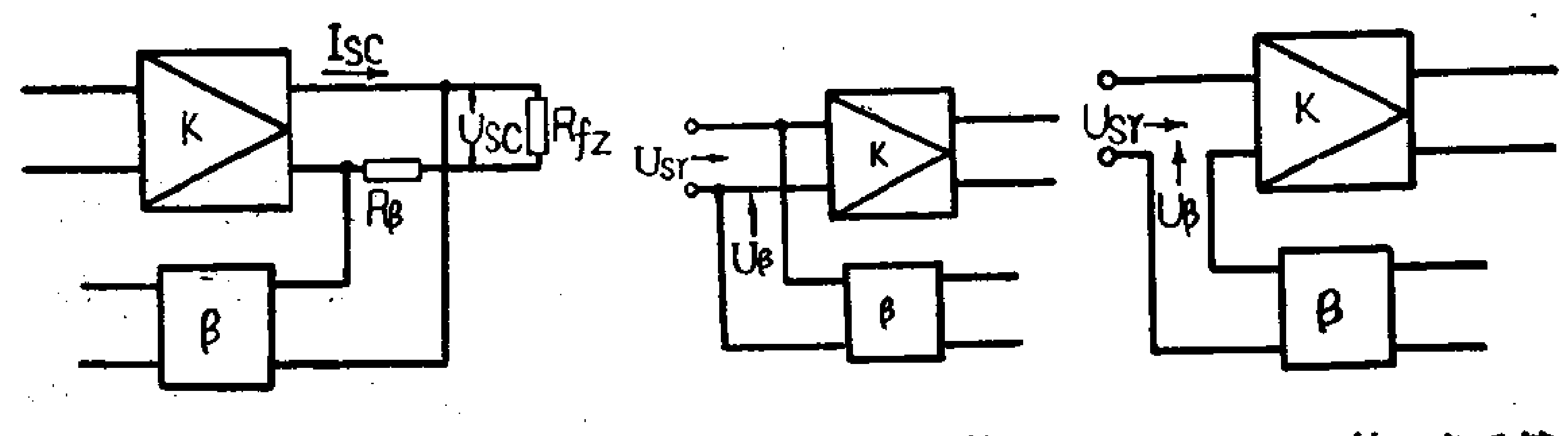


图 6—12 混合负反馈　　图 6—13 串联负反馈　　图 6—14 并联负反馈

1．串联负反馈，如图6—13所示，反馈电压U_β和输入电压U_{sr}串联。

2．并联负反馈，如图6—14所示，反馈电压U_β和输入电压U_{sr}并联。

在各种形式的负反馈电路中，负反馈对放大器主要性能的影响如放大倍数及其稳定性、各种失真和信号噪声比等都相同，只是对输入阻抗和输出阻抗的影响因反馈的连接形式不同而有所区别。一般的规律是：电压负反馈使输出阻抗减小而电流负反馈使输出阻抗增大；串联负反馈使输入阻抗增大而并联负反馈使输入阻抗减小。

第四节　常见的几种负反馈电路

前面我们以最常见的串联电压负反馈为例讨论了负反馈放大器的一般问题，由于负反馈电路的形式很多，特点也各有不同，现在再介绍其他几个常见的负反馈放大器电路。

一、电流负反馈电路

把放大器中电子管的自给栅偏压电路的阴极旁路电容C_K取去，这个放大器就成为电流负反馈放大器，如图 6—15 所示。图中反馈电压U_β是由屏流交流分量$\tilde{i}_a$在阴极电阻 R_K 上的电压降取得的，因此R_K既是取得自给栅偏压的阴极电阻，同时也是与负载电阻串联以取得电流负反馈的电阻。在输入回路，反馈电压U_β与输入电压U_{sr}是串联关系。从图中各个电压的瞬时极性可以看出，U_β与U_{sr}相位相反，所以它属于串联电压负反馈。这种电路因为比较简单，所以用得很多。

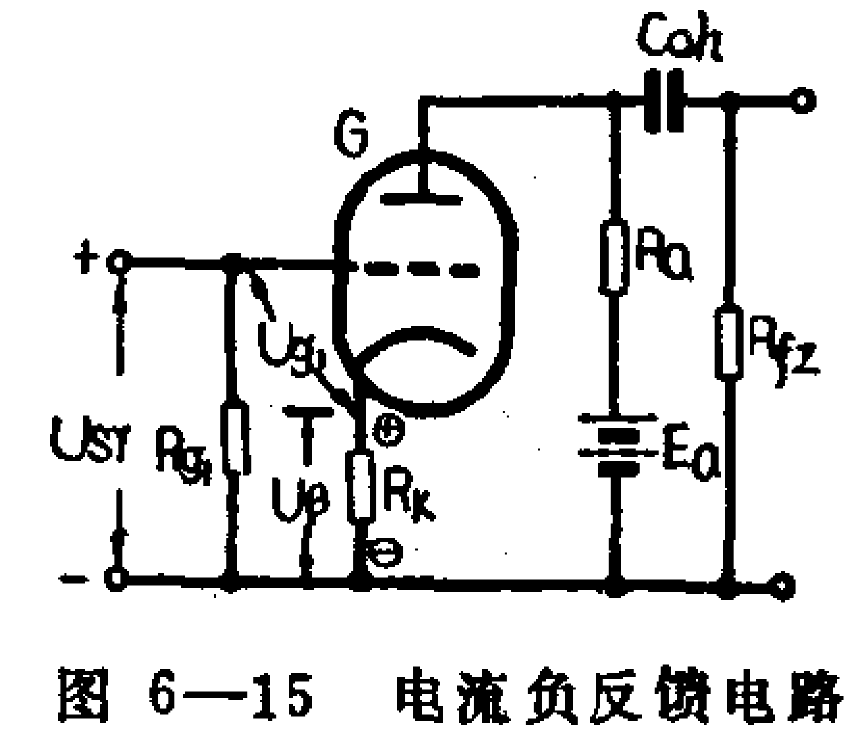


图 6—15 电流负反馈电路

由于输入回路中U_β与U_{sr}是串联连接，所以这个电路与串联电压负反馈电路一样，增大了放大器的输入阻抗。但输出阻抗则与串联电压负反馈不同，如前面分析过的，电压负反馈可以使输出电压稳定，意味着输出阻抗减小，而电流负反馈却使输出电流稳定，其过程可简单表示如下：

$$I_a\downarrow\rightarrow I_\beta\downarrow\rightarrow$$
$$I_a\uparrow\leftarrow U_g\uparrow\leftarrow$$

由此可见，当屏流I_a由于某种原因下降时，因负反馈的作用，使I_a增加，即I_a趋于稳定。这里由于被稳定量是I_a，则当负载电阻改变时，例如在R_{fz}两端多并联另一个电阻R_{fz}'（如图6—16），则负载电流I_{fz}将增加，由于I_a稳定，这个增加的电流将使R_a支路的电流I_R作相同数值的减小，而在图6—16中U_a的值是I_R与R_a的乘积，因此U_a将随I_R的减小而减小，这样当负载电阻变化时，输出电压也随着作较大的变化，这说明电流负反馈使放大器的输出阻抗增大。

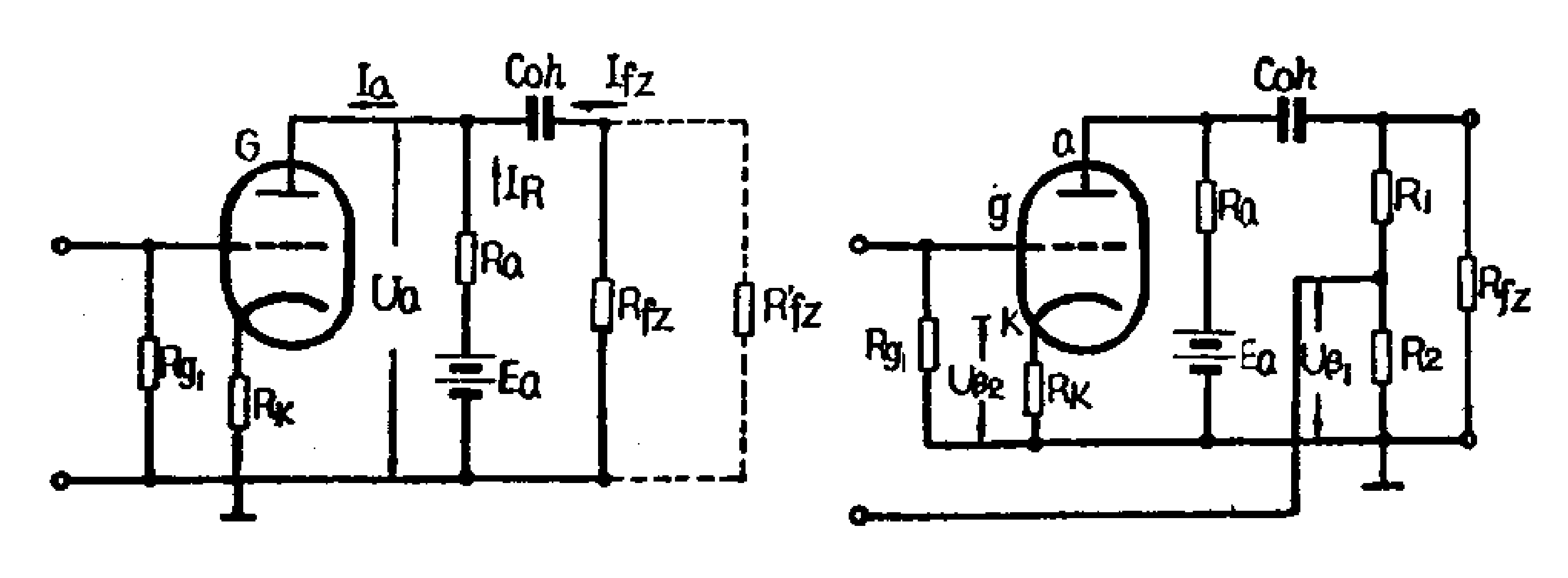


图 6—16 电流负反馈使输出阻抗增大的解释　　图 6—17 混合负反馈电路

通过第二节的分析和这个例子，可见电压负反馈能使放大器的输出阻抗减小，而电流负反馈使输出阻抗增大。

二、混合负反馈电路

如果我们把图6—1中的阴极旁路电容C_K取去，如图 6—17所示，这样便成为一个既有串联电压负反馈又有串联电流负反馈所组成的混合负反馈电路。其中电压负反馈是由与负载电阻R_{fz}并联的R_1和R_2分压取得的，电流负反馈则在阴极电阻R_K上取得。它的等效电路如图 6—18 所示。由图看出，总的反馈电压U_β是由电桥的对角线两端取得的(其中$U_{\beta 1}$是由电压反馈取得，$U_{\beta 2}$是由电流反馈取得），而负载电阻R_{fz}是接在电桥的另一对角线的两端，所以这种反馈电路又称为桥式反馈电路。电桥的四个臂分别由电子管内阻R_i和电阻R_1、R_2及R_K组成。

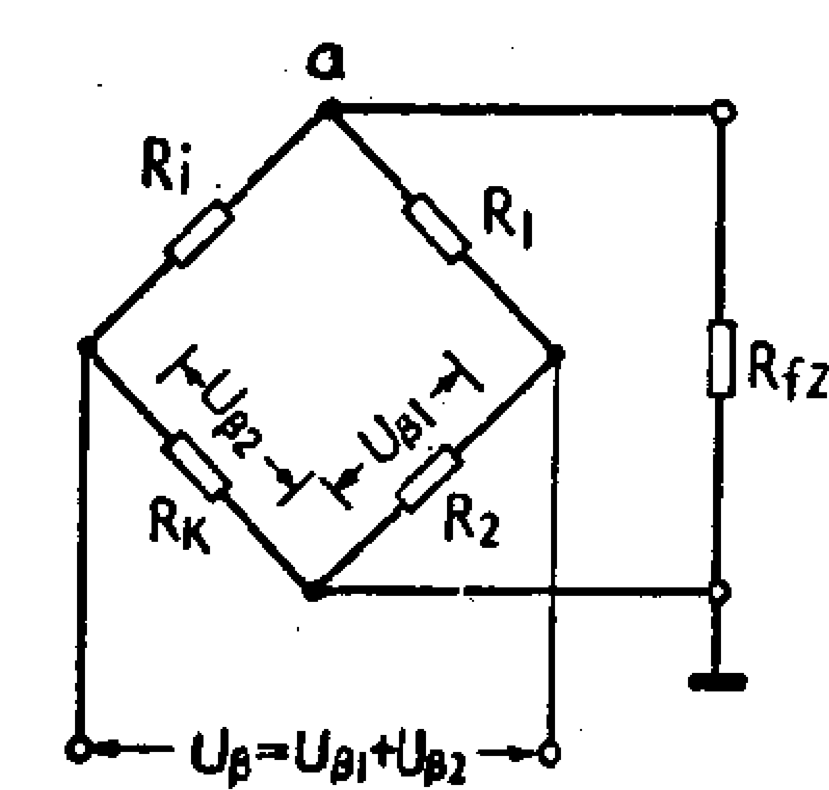


图 6—18 由电子管内阻和反馈电路组成的电桥

桥式负反馈放大器的输出阻抗因电流负反馈而增大，因电压负反馈而减小，而电压负反馈和电流负反馈的大小又只与

R_1、R_2和R_K有关，所以适当选择这些元件可使放大器的输出阻抗具有一定值。从对负载阻抗匹配的要求来看，单独采用电压负反馈或电流负反馈都是不适合的，这时可以采用混合负反馈。

从桥式负反馈电路还可以看出这种电路的另一个优点是：由于负载是接在电桥的另一对角线两端，在电桥接近平衡的情况下$\left(即\frac{R_i}{R_K}=\frac{R_1}{R_2}\right)$，当负载阻抗$R_{fz}$变化时，反馈电压$U_\beta$是不受影响的，因而可以保持放大器工作的稳定。

图6—19是另一种形式的混合负反馈电路。图中R_β产生电

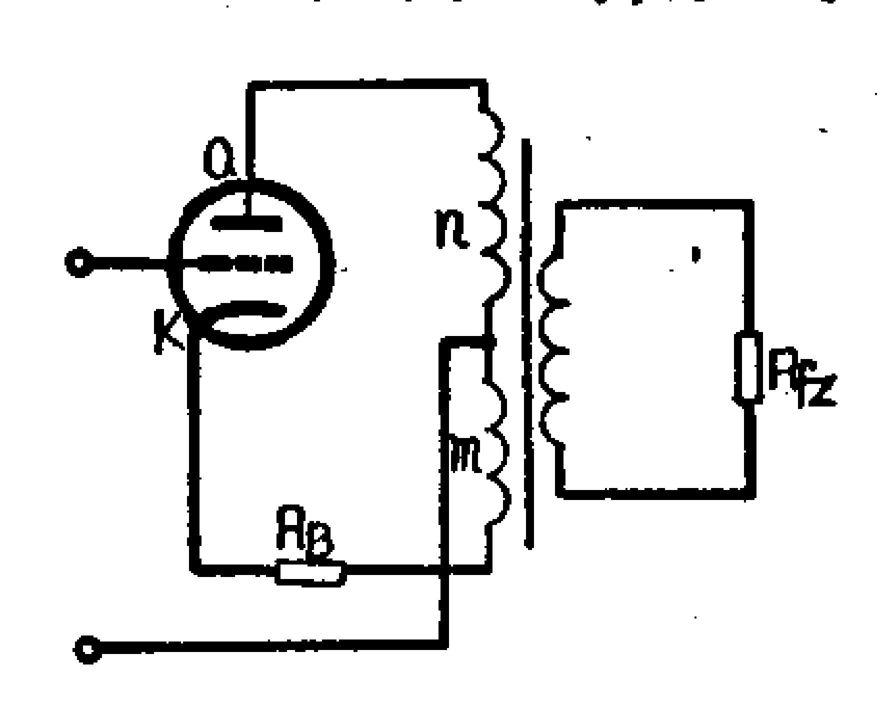


图 6—19 三线圈反馈电路

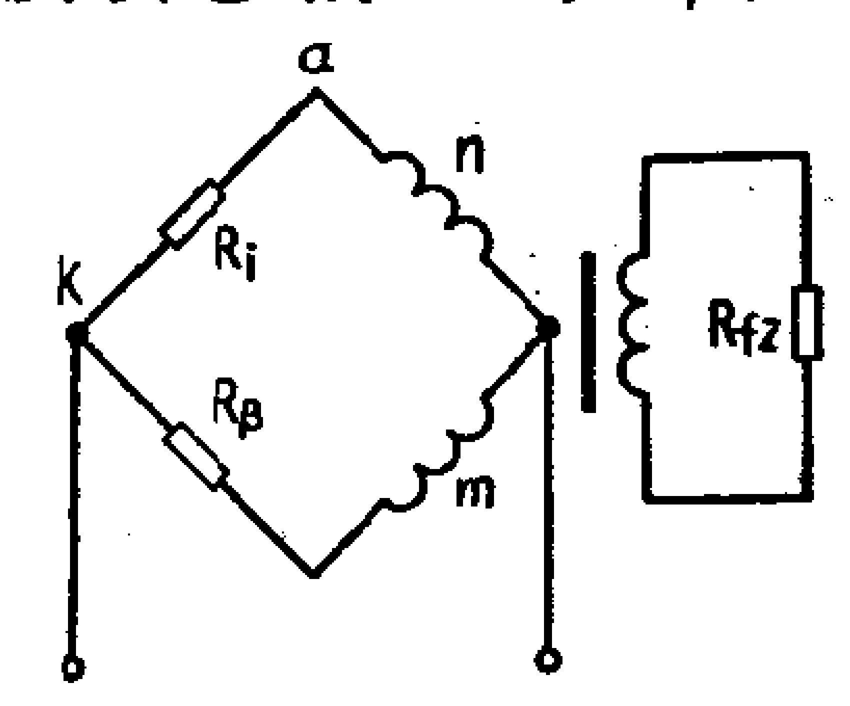


图 6—20 三线圈反馈的电桥电路

流负反馈，在输出变压器上另绕一个反馈线圈m取得电压反馈，所以称为三线圈反馈电路。这种电路的R_i与R_β及输出变压器的初级线圈n和反馈线圈m构成一个电桥电路，如图6—20所示，当电桥接近平衡时，效果与桥式负反馈电路相同。

三线圈反馈电路因反馈电压是从输出变压器的反馈线圈上取得，使输出变压器也包括在放大器的反馈环路中，这样由输出变压器引起的失真也得到改善。同时它没有分压器并联在电子管的屏极回路，避免了由分压器的分流作用对信号电流产生的功率损耗，所以性能比桥式反馈电路更好。因此目前载波机中的放大器大多使用这种形式的反馈电路。

图6—21就是下面将要介绍的图6—22ZM202型载波机线路放大器的末级反馈电路。在图6—22中，滤波电容C_{10}、C_{11}

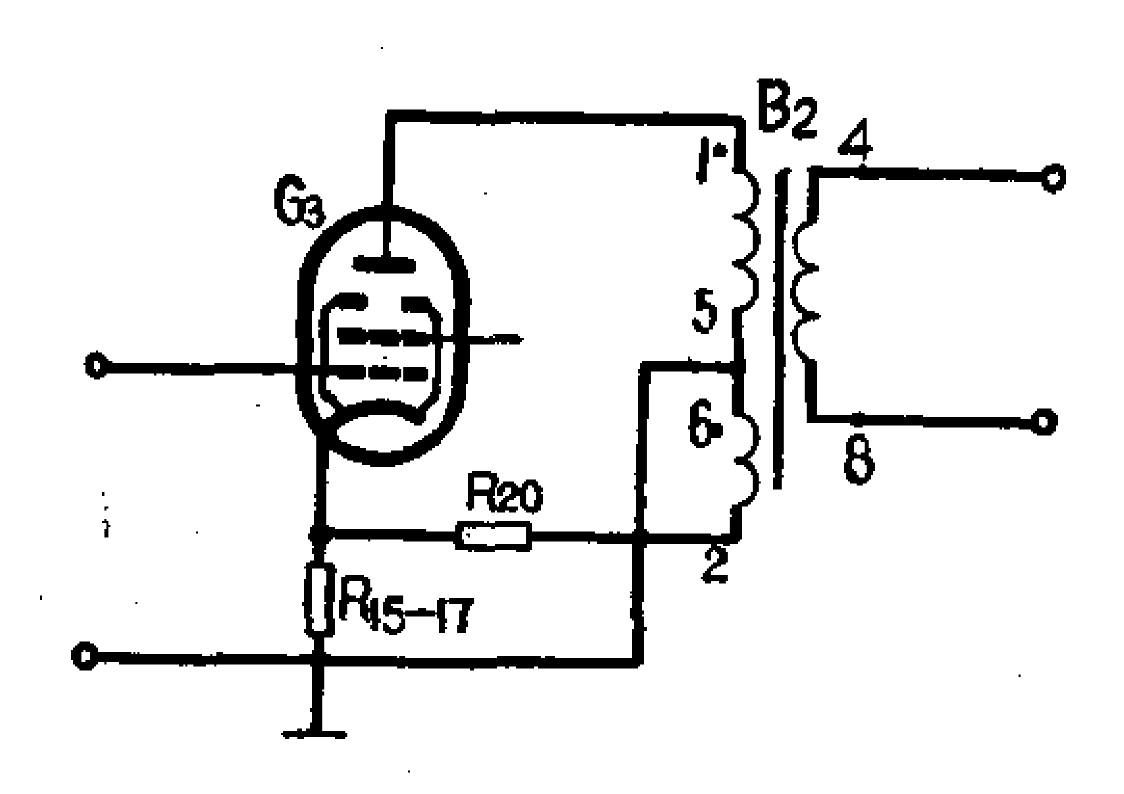


图 6—21 $ZM202$型载波机线路放大器的末级反馈电路

的容量较大，对交流来说输出变压器B_2的端子5和6都相当于接地，所以这个放大器是属于三线圈反馈电路。

三、多级负反馈电路

负反馈不单可从本级放大器的输出回路取得，在多级放大器中，也可以是级间的反馈，而且在一个放大器中，反馈电路不只一个。$ZM202$型三路载波机线路放大器就是一个三级负反馈放大器，它同时具有分级的和包括整个放大系统的级间反馈。下面我们就以这个放大器为例来说明多级负反馈电路。

图6—22是这个放大器的电原理图，图6—23则是它的简化电路。电子管G_1的阴极电阻$R_{3\sim5}$没有旁路电容器，这一级具有分级电流负反馈。末级G_3采用三线圈混合负反馈电路，输出变压器B_2的2—6线圈是反馈线圈，在$R_{15\sim18}$两端的电压$U_{\beta3}$是反馈电压。$U_{\beta3}$的大小与G_3的输出电压成正比，因为$U_{\beta3}$是由反馈线圈2—6的感应电压经R_{20}降压得到的，$U_{\beta3}$同时又与G_3的输出电流成正比，这是因为$R_{15\sim18}$两端没有旁路电容，所以G_3的分级负反馈是混合负反馈。此外，$U_{\beta3}$再经$R_{22\sim24}$降压后在$R_{3\sim5}$上的分压$U_{\beta1}$作为级间反馈电压，它是包括整个放大系统的级间混合负反馈。现在我们再来看看上述这些反馈是正反馈还是负反馈。根据第一节所述的反馈极性判断方法和单级放大器的输出、输入间的相位关系以及输出变压器B_2各线圈的同名端，可以在图6—23的简化电路中，按照第一级、第二级、第三级、反馈电路再回到第一级的顺序，标出电路中各部分交流电压的瞬时极性。从图6—23所定出的$U_{\beta1}$和$U_{\beta3}$的

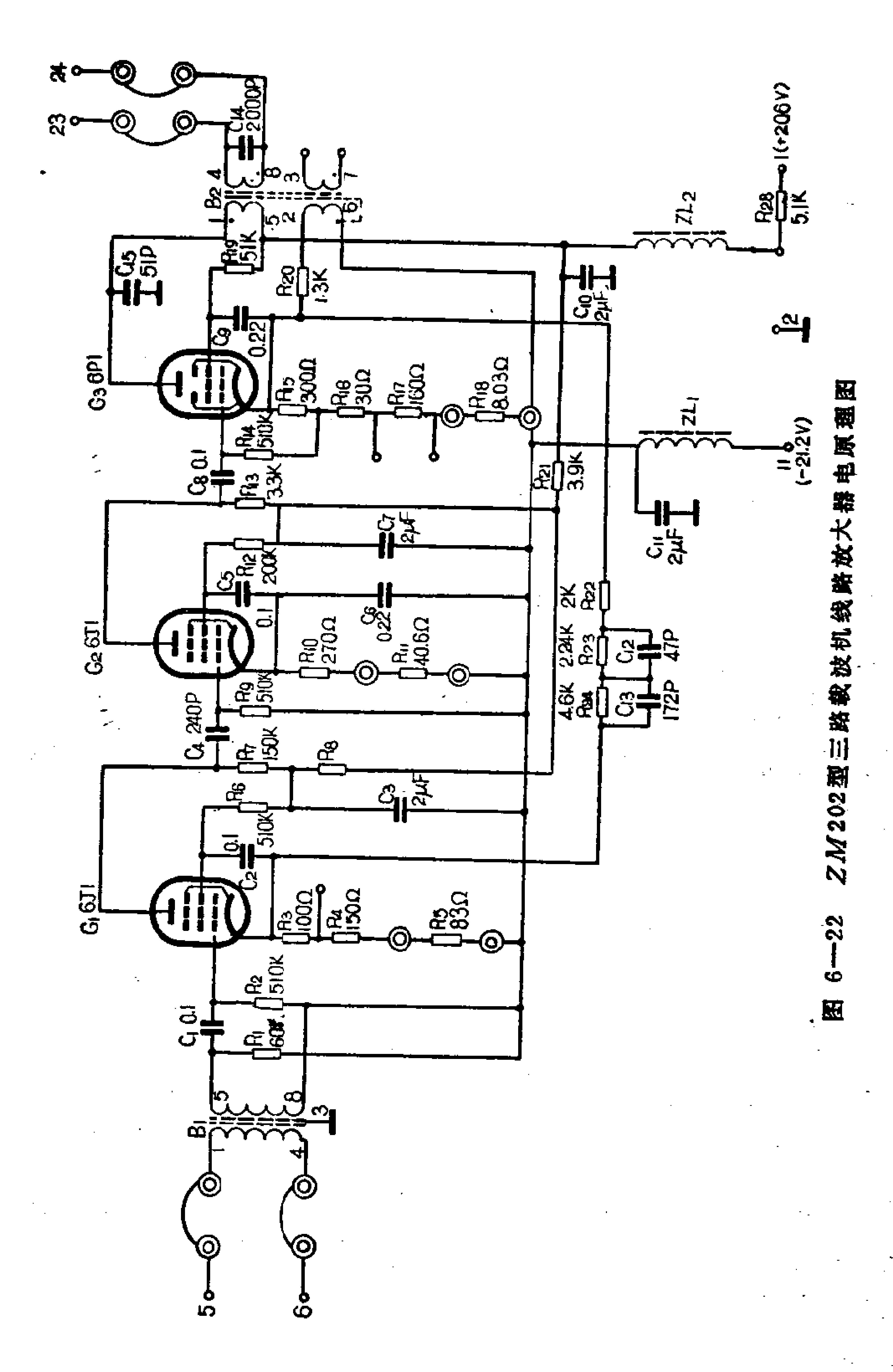


图 6—22 ZM202型三路载波机线路放大器电原理图

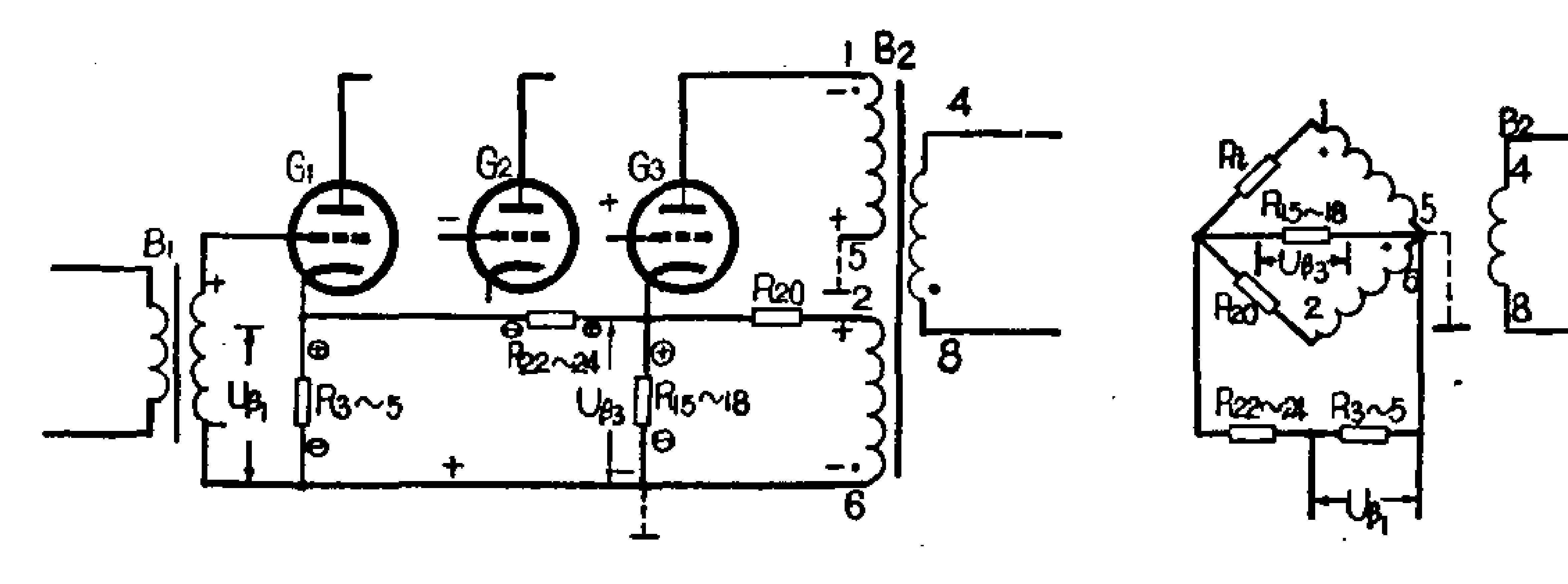


图 6—23 线路放大器的简化电路

图 6—24 线路放大器的输出电桥电路

瞬时极性可以看出，它们都是与各自部分的输入信号相位相反，所以都是负反馈。图6—24是这个放大器输出部分的电桥电路。在电桥电路和图6—23的简化电路中，已略去了直流电源部分，同时滤波电容C_{10}和C_{11}在放大器的工作频率范围内都看作短路。

由于这个放大器具有较多的负反馈环节，特别是包括整个放大系统的深度混合负反馈，因此放大器各方面的性能都十分良好。

第五节　反馈放大器的自激振荡

在第二节中，我们介绍了负反馈对放大器性能的改善，一般说来，反馈愈深(即$K\beta$的乘积愈大)，改善的程度也愈大。但是，一切事物都具有两重性，深度负反馈又可能引起放大器的自激振荡。它的现象是即使放大器不加输入信号，在输出端也会出现具有一定频率和幅度的正弦波或其他波形，正象把扩音器的话筒靠近扬声器时，即使不说话，扬声器里也会发出啸叫声一样。在这种情况下，放大器正常输出与输入的关系被破坏了，扩音系统将不能正常工作。下面讨论引起自激振荡的原

因和消除的方法。

一、自激振荡的原因

为什么负反馈放大器会产生自激振荡呢？原因就在于不同频率的信号通过放大器时，它们产生的相移是不同的。以单级阻容耦合放大器为例，图6—25是它的幅频特性和相频特性。在第四章中我们已经知道，放大器在中频区输出电压与输入电压反相，即相移$\phi_z=180°$。但因放大器对于不同的频率有不同的相移，在低频区相移大于180°，最大可达270°，在高频区小于180°，最小可达90°。如果我们以中频区的相移ϕ_z为基准，把低频区与高频区偏离ϕ_z的相移叫做附加相移$\Delta\phi$，那么由图6—25可见，高频区的附加相移为0°到－90°，低频区的附加相移为＋90°到0°。在多级放大器中，因为总相移是各级相移之和，这样就会使中频区和高频区或中频区和低频区的相移数值差别更大。显然，对于一个多级放大器来说在高频区或低频区的附加相移可能达到180°，使总的相移是360°，这样，放大器在中频区虽然是负反馈，但在高频区或低频区就因为有了附加相移而使反馈电压与输入信号同相，变成了正反馈。例如在图6—22所示的三级负反馈放大器中，中频区每级的相移是180°，我们在这个相位关系的基础上来引入负反馈。可是到了某一个频率，例如某一个低频率，每级的相移不是180°，假设是240°，即$\Delta\phi_d=+60°$，这样三级的附加相移就是＋180°，总相移变

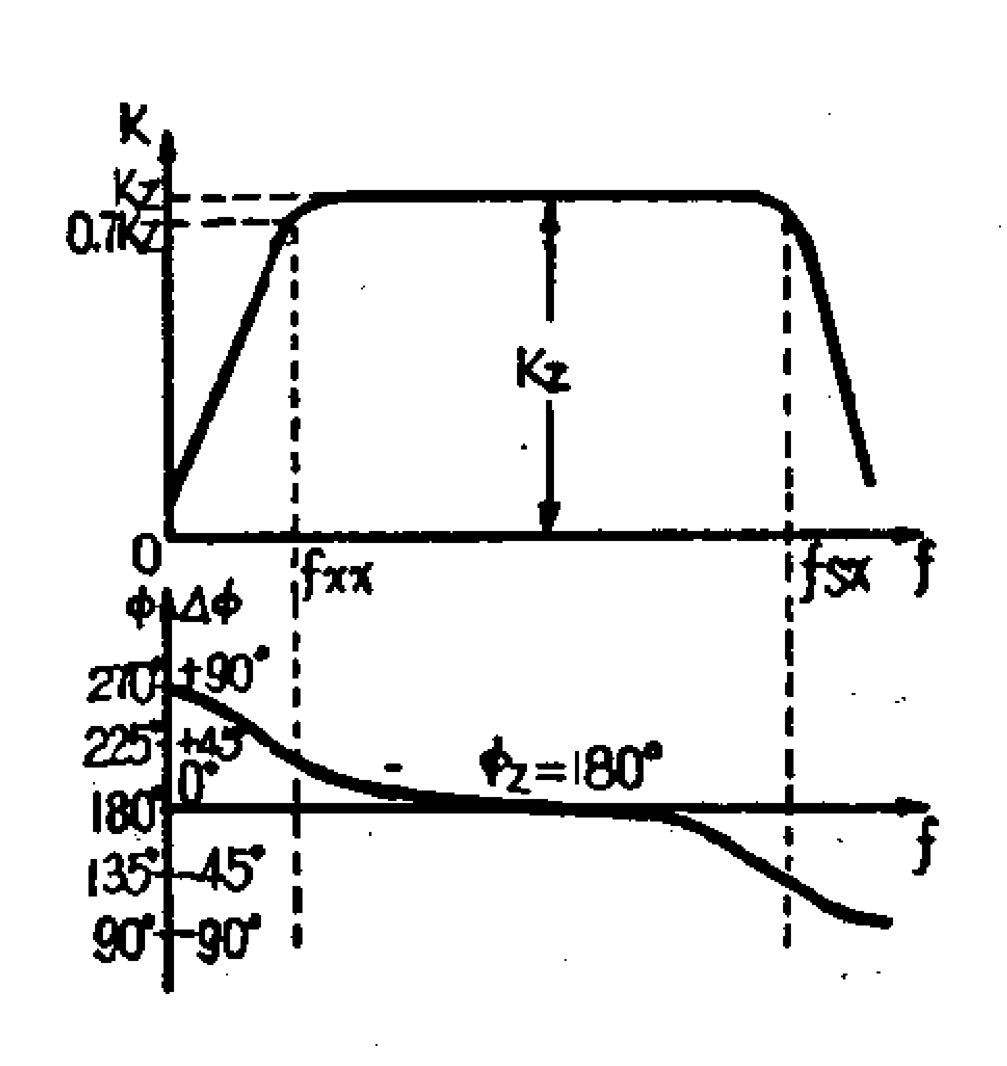


图 6—25 阻容耦合放大器的幅频特性和相频特性

成了360°。这说明了放大器在中频区时是负反馈，到了某一低频率时就变成了正反馈。同样，在高频区时也有可能由负反馈转化成为正反馈。如果放大器在某个频率时，附加相移使负反馈变成了正反馈，同时反馈系数β足够大以致反馈电压 U_β 恰好等于原来加在栅极与阴极间的净输入电压，即 $U_\beta=U_g$，这样 U_β 与 U_g 不仅在相位上相同，并且数值也相等。这时由输出回路反馈到栅极上去的电压，正好可以维持原有的栅极与阴极之间的交流电压，即使没有外加电压，也能够由输出电压经过反馈而获得足够的输入电压，因此放大器在这个频率上产生自激振荡。在发生自激振荡时，即使我们不加输入信号，也能在放大器的输出端用电平表或电子管电压表量到一定幅度的输出电压。

根据以上的分析，归纳起来负反馈放大器在某个频率产生自激振荡的条件有下面两个：

1． 放大器在该频率时的附加相移 $\Delta\phi=180°$，即总相移是360°，这时负反馈放大器就成为正反馈放大器。这个条件我们称为放大器产生自激振荡的相位条件。由放大器的相频特性可知，附加相移在它的工作频带以外的低频端和高频端较大，故放大器自激振荡发生在工作频带以外的频率。

2． 反馈电压要等于或大于原来加在栅极和阴极间的信号电压，即 $U_\beta\geqslant U_g$，这时 $\frac{U_\beta}{U_g}\geqslant 1$。根据放大系数 K 和反馈系数β的定义，$K\beta=\frac{U_{sc}}{U_g}\cdot\frac{U_\beta}{U_{sc}}=\frac{U_\beta}{U_g}$，所以 $K\beta\geqslant 1$ 这个条件称为放大器产生自激振荡的振幅条件。

一个负反馈放大器必须同时满足上面两个条件才能产生自激振荡，其中任意一个条件不能满足时也不会产生自激振荡。

二、消除自激振荡的方法

负反馈放大器如果产生了自激振荡就不能正常地工作，因此必须设法加以防止。

既然负反馈放大器产生自激振荡必须同时满足相位和振幅两个条件，那么为了使负反馈放大器工作稳定而不自激，只要设法破坏其中一个条件即可。

如前所述，放大器自激振荡是发生在工作频带以外的低频或高频，因此可以在低频和高频分别采取防振措施。

在低频时，可以采用破坏振幅条件的措施。例如在ZM312Ⅳ型十二路载波机的线路放大器就是在第一级G_1和第二级G_2之间接入由R_9、C_6组成的低频校正网络来防止低频振荡，图6—26是它的相关电路。在这个放大器的工作频率范围内，C_6的容抗远小于R_9，可看成短路，这样低频校正网络对放大器正常工作没有影响。在频率远低于工作频率范围时，随着频率的降低，C_6的容抗愈来愈大，最后相当于开路，这样在耦合电路中便串入了一个阻值很大的电阻R_9（1兆欧），使放大器的放大倍数大大降低，也就是$K\beta$值大为降低。当附加相移达到180°而满足相位条件时，$K\beta$值已下降到1以下，以致不能满足自激振荡的振幅条件，这就防止了低频振荡的发生。

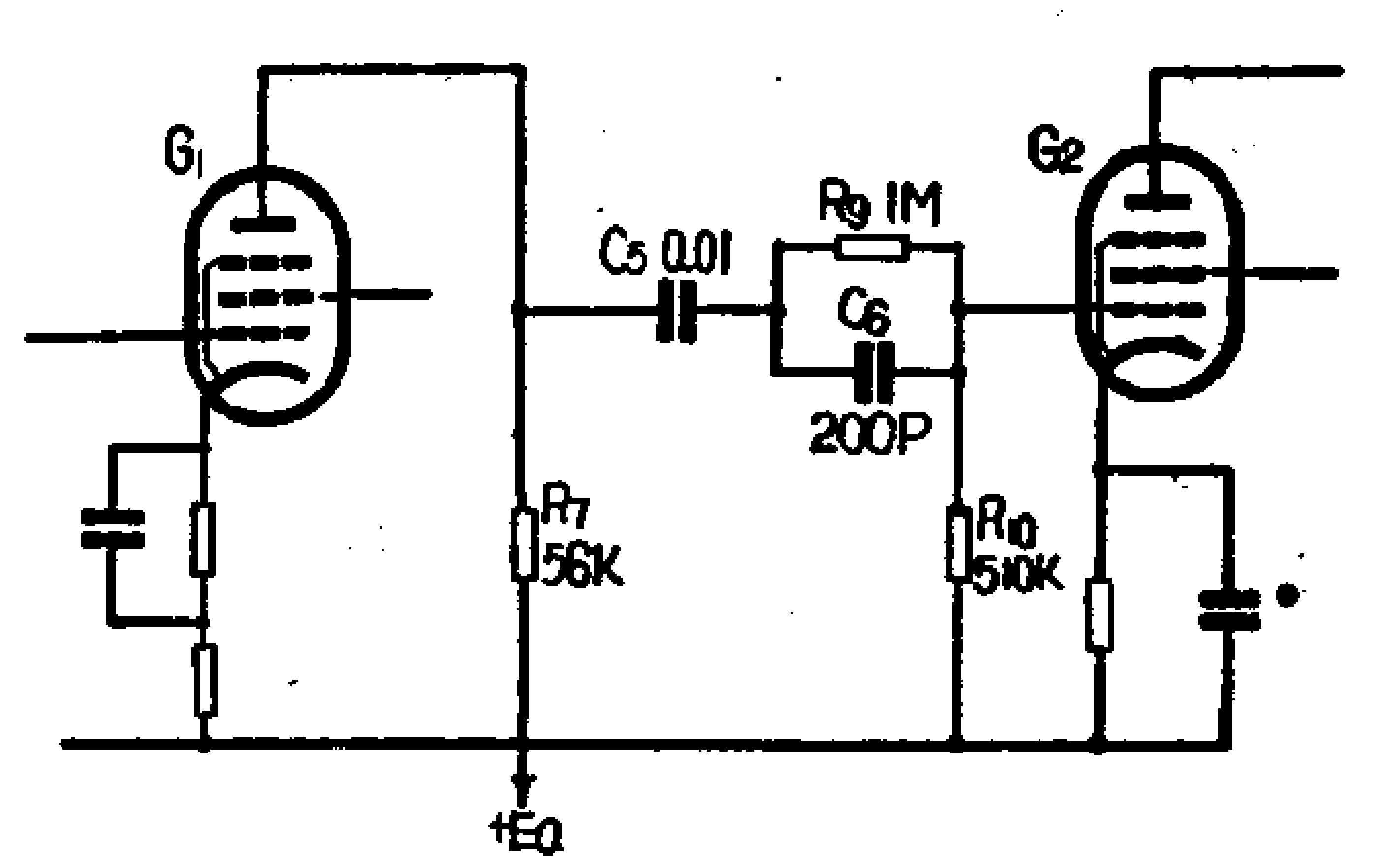


图 6—26 ZM312Ⅳ型载波机线路放大器的低频校正网络

在高频时，一般采用破坏相位条件的措施，就是在反馈网

络中接入高频校正网络。例如图6—22的$ZM202$型三路载波机线路放大器中的R_{24}、C_{13}和R_{23}、C_{12}就是一个高频校正网络，它的有关电路如图6—27所示。在工作频率范围内，C_{12}、C_{13}

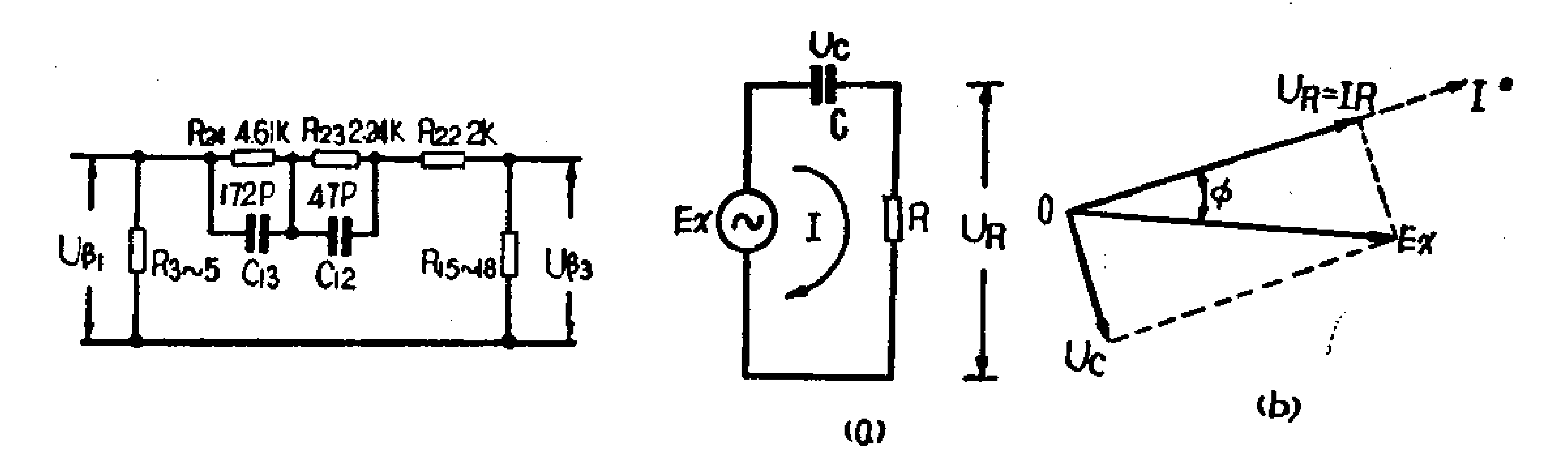


图 6—27 $ZM202$型载波机线路放大器的高频校正网络

图 6—28 高频校正网络的基本原理和它的矢量图

的容抗远大于R_{23}、R_{24}，可看成开路，不致影响放大器的正常工作，这时反馈网络没有相移。在频率高于工作频率范围时，随着频率升高，C_{12}、C_{13}的容抗愈来愈小，R_{23}、R_{24}可看成开路，这时高频校正网络的基本原理和特性可以用图 6—28 来说明。图6—28(a)是交流电源E_x加在一个电容C和电阻R所组成的分压电路上，电阻两端的电压U_R与电源电压E_x的相位关系可用图6—28(b)的矢量图来说明。电路中的电流I与U_R同相，但比电容两端电压U_C超前90°，而E_x是U_R与U_C的矢量相加，因此图6—28(a)所示的RC网络，U_R将超前E一个相角φ。也就是说，在图6—27的电路中，当频率高于工作频率范围时，$U_{\beta 1}$比$U_{\beta 3}$超前一个相角φ。而在第四章我们讨论放大器的相频特性时就知道，在高频区由于分布电容的影响将产生一个相位落后的附加相移。所以这个放大器接入了高频校正网络以后，它的超前相移就抵消了相频特性中的落后的附加相移，使得总的附加相移达不到180°，从而破坏了产生高频自激振荡的相位条件。在高频校正网络中，把电路分成两节RC网络的原因

是当C_{12}和C_{13}的容量不同时，可以使它们分别在不同频率时起防振作用，这样放大器可以在较宽的频率范围都得到稳定而不会自激振荡。

第六节　阴极输出器

前面我们所讨论的放大器都是从屏极回路输出的，这样的放大器称为屏极输出放大器。如果我们把放大器的屏极负载电阻R_a移至阴极回路中，改用符号R_K来表示，R_K不并联旁路电容器，而且输出电压从阴极引出而不是从屏极引出，这样就成为一个阴极输出器了。它的电路如图6—29所示。

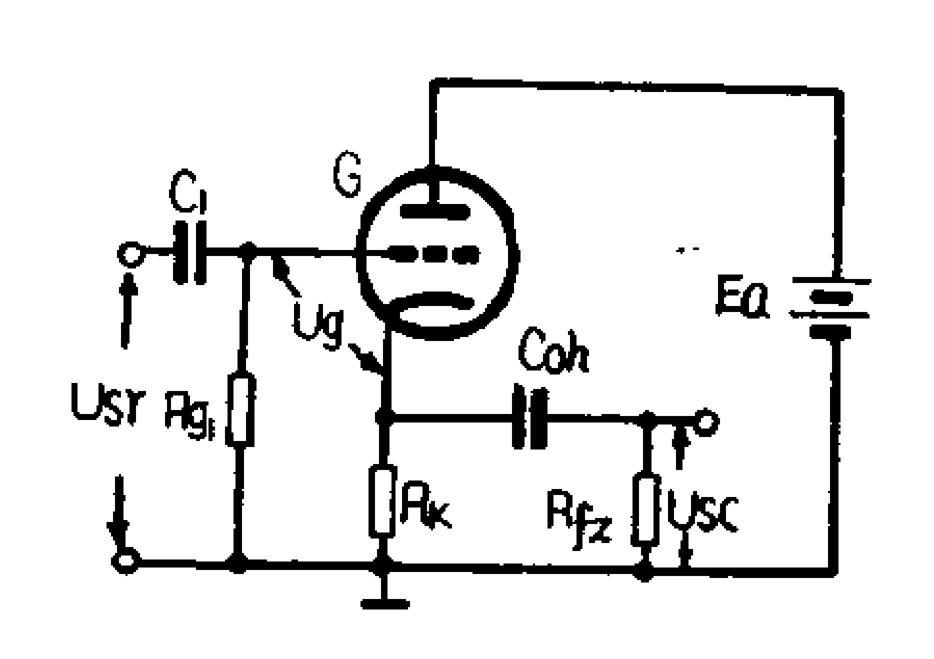


图 6—29　阴极输出器电路

阴极输出器的性能与屏极输出放大器的性能有所不同，下面我们就放大倍数、输入阻抗和输出阻抗三个方面来说明。

一、放大倍数

在静态工作情况下，由于阴极输出器只是把屏极负载电阻的位置在以电子管、屏极负载电阻和屏极电源这三者的串联回路中移动了一下，对静态工作没有什么影响，所以静态工作点与屏极输出放大器相同。

在有信号电压输入时，由图6—29可以看到，电子管栅极与阴极间的净输入电压U_g是输入电压与输出电压之差，即$U_g=U_{sr}-U_{sc}$。可见这样的电路是一个负反馈放大器，而反馈电压就是整个输出电压，因此它是串联电压负反馈电路的一个特例。这样，前面所讨论过的关于负反馈放大器的那些优点，对阴极

输出器也是适用的。

由于反馈电压就是输出电压，即$U_\beta=U_{sc}$，由式(6—3)，$\beta=\frac{U_\beta}{U_{sc}}$，可见在这个电路中$\beta=1$，因此放大倍数

$$K_\beta=\frac{K}{1+K\beta}=\frac{K}{1+K} \tag{6—7}$$

上式表明，阴极输出器的放大倍数小于1，但接近于1，是一个略小于1的值，即没有放大作用。从物理意义来说，是因为这种电路把输出电压全部都反馈到输入回路，反馈深度特别大的原故。

二、输入阻抗

在第四章我们讨论过放大器的输入阻抗。在通频带的低频区和中频区，电子管的极间电容C_{gK}及C_{ag}的影响可以不考虑，这时输入阻抗$Z_{sr}=R_{g1}$。但在高频区，C_{gK}及C_{ag}的影响不能忽略，由于这些电容的分流作用，输入电流I_{sr}将增大，因为I_{sr}除了流入R_{g1}支路外，还将有电流I_{gK}和I_{ag}分别流入C_{gK}和C_{ag}两个支路。当信号源有内阻抗存在时，则在内阻抗上将产生较大的电压降，减弱了信号电压的幅度。信号频率愈高，极间电容的分流作用愈显著，Z_{sr}就愈低，对信号幅度的衰减也就愈厉害，所以极间电容的影响会使高频性能变坏。

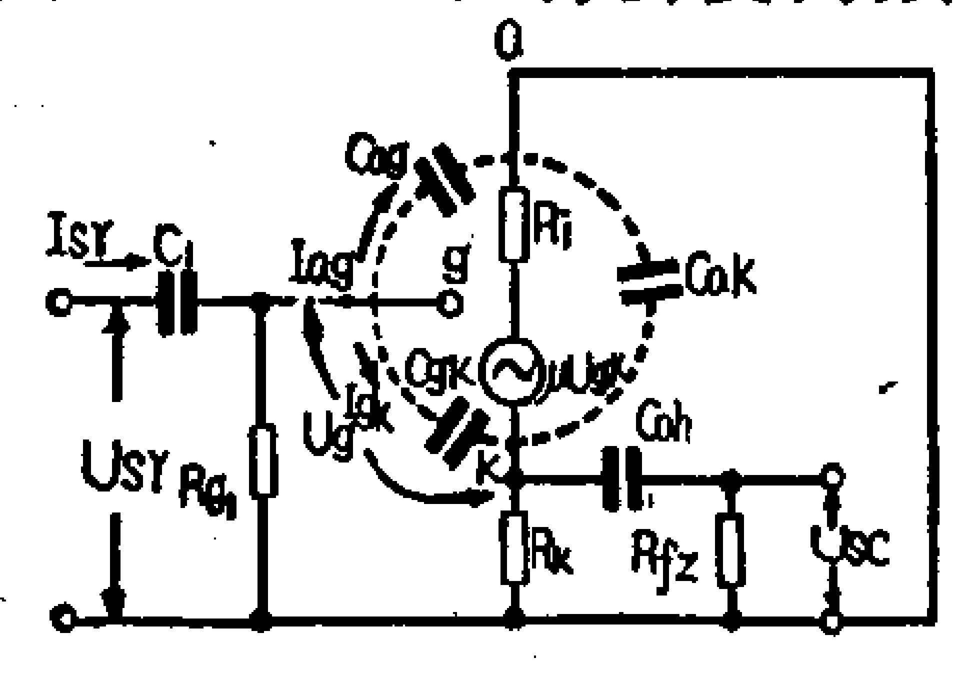


图 6—30　阴极输出器的输入阻抗的等效电路

阴极输出器在低频区和中频区的输入阻抗可以认为是等于R_{g1}。在高频区考虑极间电容时，如图6—30所示，因为$K\approx1$，$U_{sc}\approx U_{sr}$，而$U_g=U_{sr}-U_{sc}$，所以U_g很小，$I_{gK}\approx0$，这样可以略去C_{gK}的影响。此时Z_{sr}只是R_{g1}与C_{ag}的并

联阻抗，所以极间电容的影响减小了，即输入阻抗比屏极输出放大器大得多，这是阴极输出器的一个很大的优点。

三、输出阻抗

由于阴极输出器是属于串联电压负反馈电路，输出阻抗因负反馈而减小，同时因为反馈系数$\beta=1$，反馈特别强，所以它的输出阻抗要比屏极输出放大器的输出阻抗低很多，这是阴极输出器的另一个特点。

综上所述，阴极输出器没有放大作用，但有较大的输入阻抗和较小的输出阻抗，因此可以作为阻抗变换器，用在信号源内阻抗很大而负载阻抗较小的场合。

阴极输出器的一个应用实例是用在SB—10型示波器的垂直放大器输入级，图6—31是有关这部分的电路。采用这样的电路可以使示波器有较大的输入阻抗。同时因为阴极输出器的输出阻抗很低，这样就可以采用阻值较低的垂直增幅调节电位器$W_1(1.5K)$，以避免采用高阻值电位器在调节时所引起的高频失真。因为分布电容的分流作用在高阻值时的影响是较为严重的。

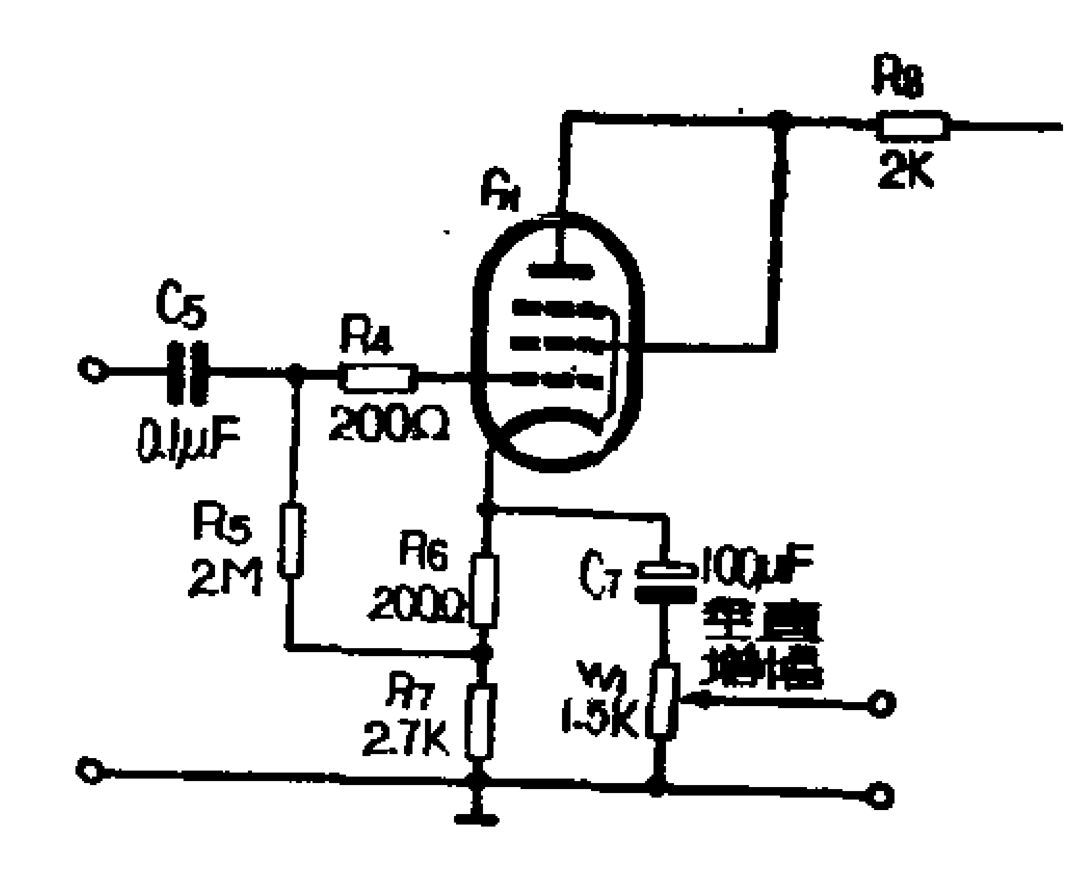


图 6—31 SB—10型示波器的垂直放大器输入级

第七节 放大器中的寄生反馈

放大器由非正式途径而引起的反馈称为寄生反馈。寄生反馈如果是正反馈的话，将使放大器产生附加失真甚至引起自激

振荡以致不能正常工作。

引起寄生反馈通常有下面的一些原因：

1．放大器的输出回路经过接线电容或极间电容与输入回路耦合；

2．不同放大级间的扼流圈或变压器之间的磁感耦合；

3．低电平电路与高电平电路间的静电感应耦合；

4．多级放大器因采用公共电源而产生的耦合。

前三种原因是由于布线或零件的安排不当及屏蔽不良等引起的，因此要从安装工艺上注意避免由此而引起的自激。这里着重讨论为什么公共电源会引起自激和防止的方法。

当我们用整流器作为放大器的公共屏极电源时，由于整流器的输出端都并接了一个很大的滤波电容器（几个微法至几十微法），这样，对放大器通频带的高频区来说阻抗是比较小的，但对低频区的频率来说，阻抗就比较大，因而影响也大。例如在图 6—32 所示的两级放大器中，公共屏极电源的内阻是两个放大级屏极回路的公共部分。最后一级 G_2 的输出信号电流通过滤波电容C_β的时候在C_β两端产生电压降U_β，这个电压降又通过R_{a1}及C_{oh1}的电路送回到G_2的栅极，因此产生了寄生的电流反馈。从图上的各部分电压的瞬时极性可以看出，这种反馈是负反馈，结果降低了低频区的放大倍数，增大了低频失真。

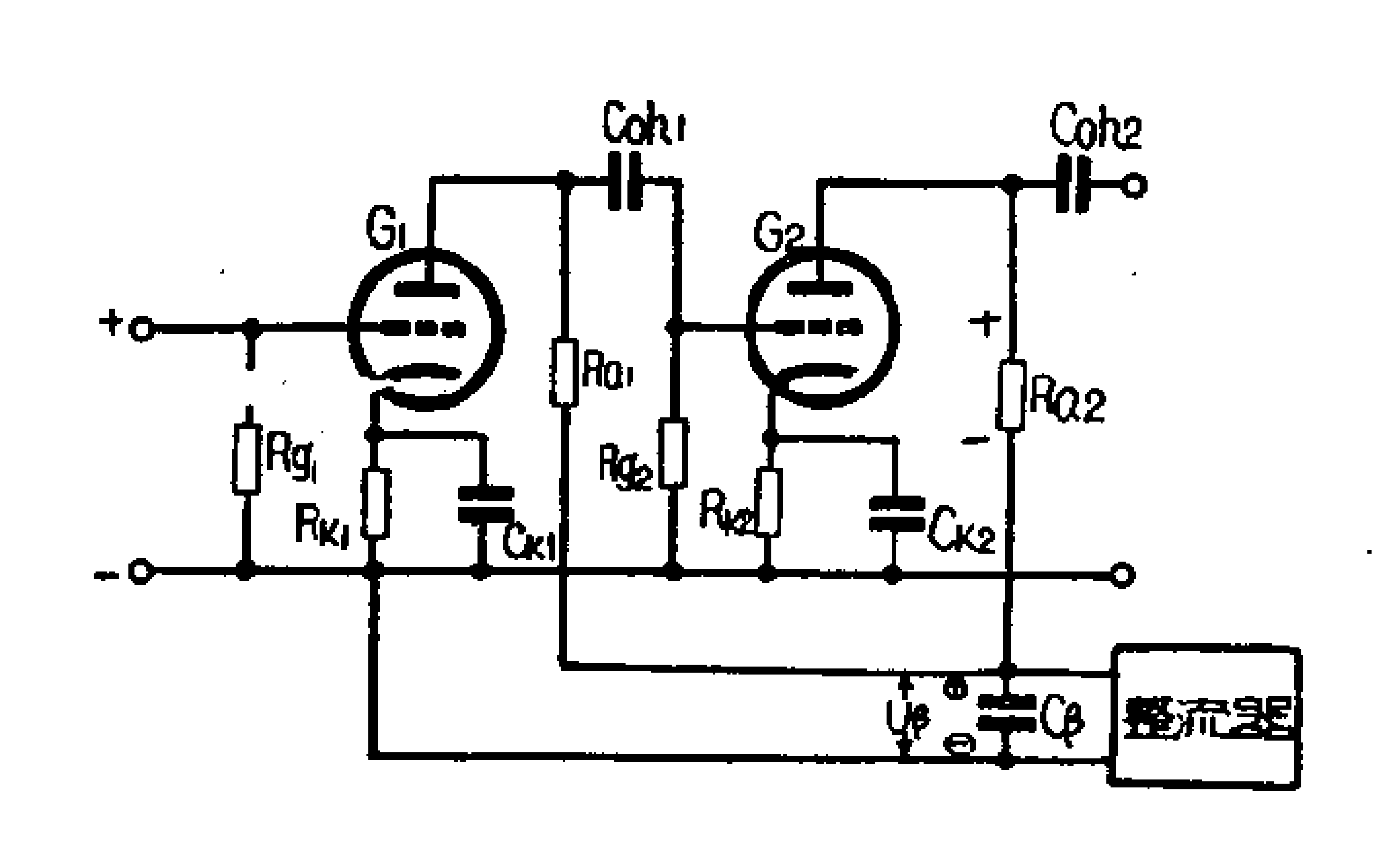


图 6—32　公共屏极电源的两级放大器

当放大器是三级放大时，如图6—33所示，最后一级G_3的输出信号电流在电容C_β两端产生的电压降U_β反馈到G_2的栅极

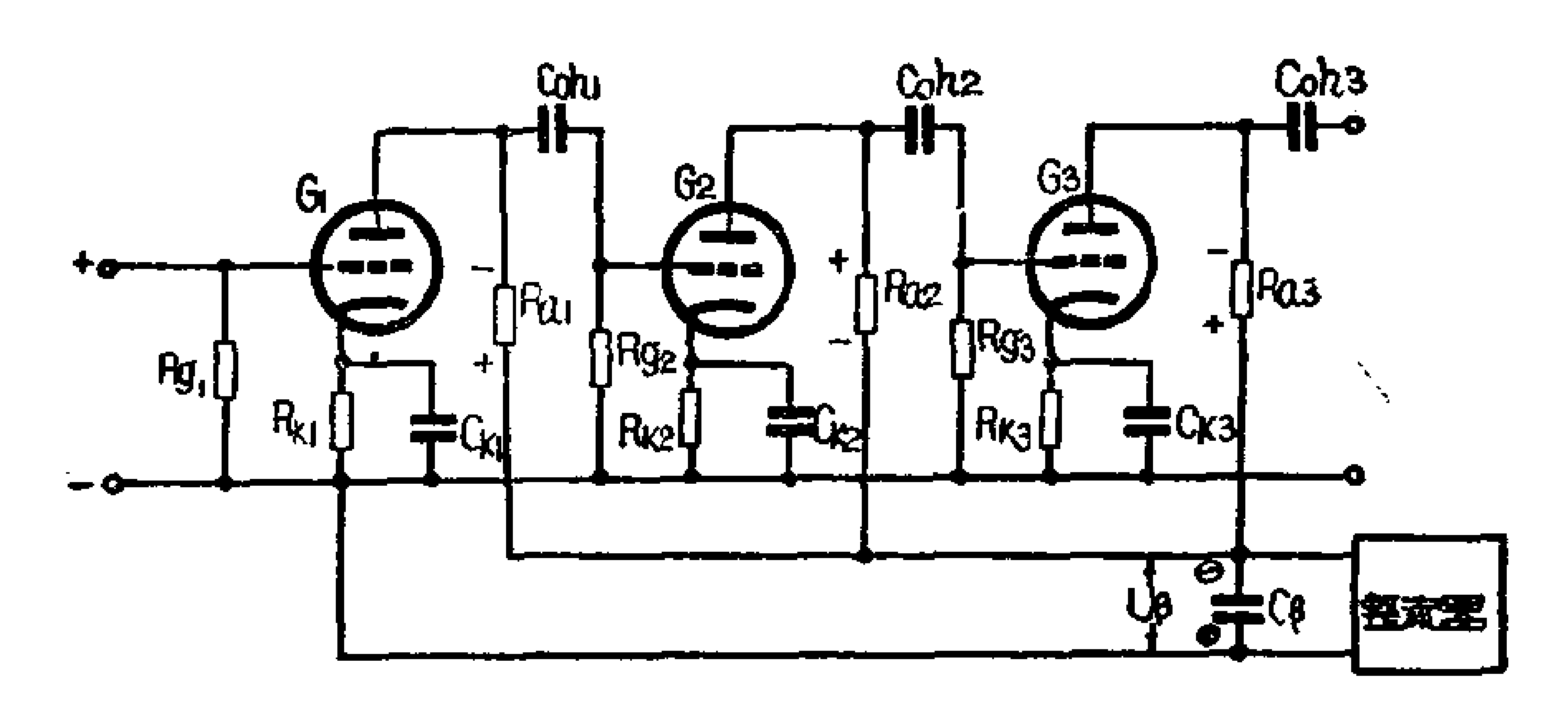


图 6—33　公共屏极电源的三级放大器

引起了正反馈的作用。这个正反馈电压在低频时因容抗大而较高，因此在低频率时比较容易满足振幅条件而振荡，它的现象是扬声器出现较大的“扑扑”声，也称为“汽船声”。放大器产生了这种低频振荡时，“扑扑”声掩盖了正常的信号，使放大器完全不能工作，因此要设法防止。与此同时，当然也有加到G_3栅极的负反馈，但这个负反馈电压只经过G_3的一次放大，而正反馈却经过G_2和G_3两次放大，比较起来负反馈的作用小得多而可以忽略。

为了防止由于整流器的公共内阻抗而引起的寄生反馈，可采用大的整流器输出滤波电容器，但这有着体积和经济上的限制。最有效的方法是采用去耦滤波电路，简称去耦电路。这种电路是由第一级G_1屏极回路里的R_1及C_1所组成，如图6-34 所示。

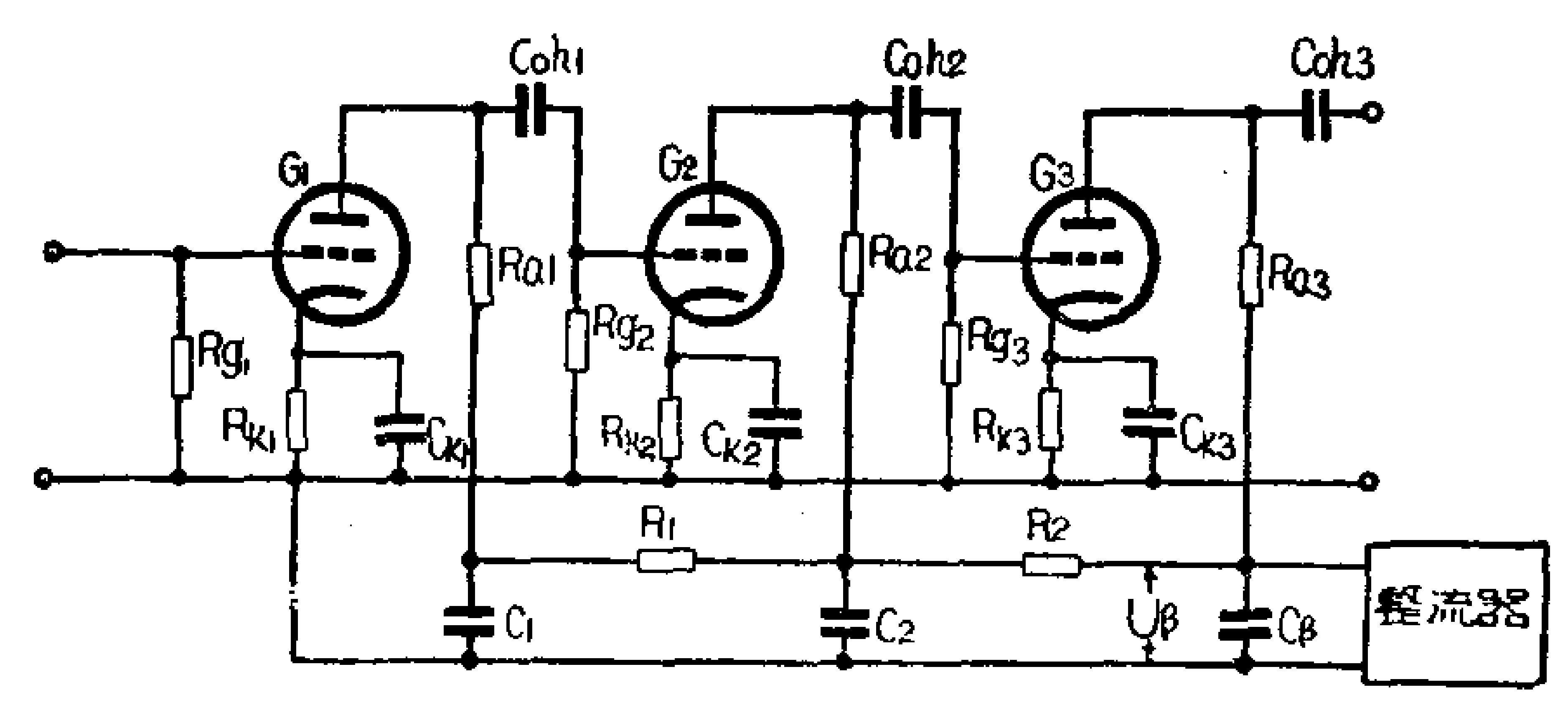


图 6—34　放大器的去耦滤波电路

R_1及C_1的数值都比较大，这就使加到G_2的正反馈电压大大降低。因为对信号电流来说，R_1的阻值要比C_1的阻抗大得多，这样C_β上的反馈电压便大部分降落在R_1上，使加到G_2栅极的正反馈电压大为减小而不致引起自激振荡。此外，去耦电路还使G_1输出的信号电流经C_1直接流回阴极，因此对信号电流来说，第一级与第二级在相当程度上被隔离开了。同样，如果在G_2的屏极回路也加上去耦电路R_2、C_2的话，将使第二级与第三级之间得到隔离，而且也减小了通过C_β对第三级G_3的负反馈。

从去耦作用来说，去耦电路元件R及C的数值都是愈大愈好，不过电阻R对直流有降压作用，太大将使前级得不到需要的直流电压值，电容C的值也有体积上的限制而不能过分大。一般R的值大约容许降低该电子管屏极电压的10～20%，C约为10～20微法。

本章小结

反馈是把放大器输出电量以一定的方式送回到输入回路的形式。放大器引入了反馈之后，它的性能将会发生一定的变化。使放大倍数降低的反馈方式称为负反馈；反过来，使放大倍数增大的称为正反馈。反馈信号取自放大器输出电压的称为电压反馈，而反馈信号取自输出电流的称为电流反馈，两者同时兼有的称为混合反馈。反馈电压和信号电压接成串联加到电子管的栅阴回路的方式称为串联反馈；如果两者是并联的称为并联反馈。

应用负反馈可以使放大器在电子管参数改变时对放大倍数的影响减小、通频带加宽、改变输入阻抗和输出阻抗、信号噪声比和非线性失真得到改善，后两种情况是通过负反馈压低噪

声和失真成分而使信号的潜力能够发挥来体现的。此时放大倍数将要减小（$1+K\beta$）倍，但是其他方面的性能也都改善了同样的倍数。如果是正反馈，情况就和负反馈相反，性能将不甚稳定而且很容易产生自激振荡。负反馈放大器在较高和较低的频率时由于有一定的附加相移也可能成为正反馈，以致产生自激振荡，破坏了正常的放大作用，在这种情况下可以接入校正网络来防止。

阴极输出器是一个具有深度负反馈的放大器。它有较高的输入阻抗和较低的输出阻抗，放大倍数接近于1而恒小于1，适用于把信号从高内阻的信号源传送给低阻抗的负载，常用在放大器的输入级或输出级。

由于公共屏极电源的内阻而产生的寄生反馈，将使三级放大器产生正的寄生反馈，这时必须在电子管的屏极回路中接入去耦滤波器来防止自激振荡。

习 题 与 思 考 题

1. 什么叫反馈，负反馈与正反馈有什么区别？

2. 负反馈放大器有那些优点和缺点？

3. 有一个负反馈放大器，它的$U_{sr}=1V$，$U_{sc}=10V$，$\beta=\frac{1}{20}$，求：（1）无反馈时的放大倍数K；（2）有反馈时的放大倍数K_β。

4. 设在下图中$U_{sr}=2V$，$K=80$，$\beta=0.2$，试求K_β、U_{sc}、U_β和U_g。

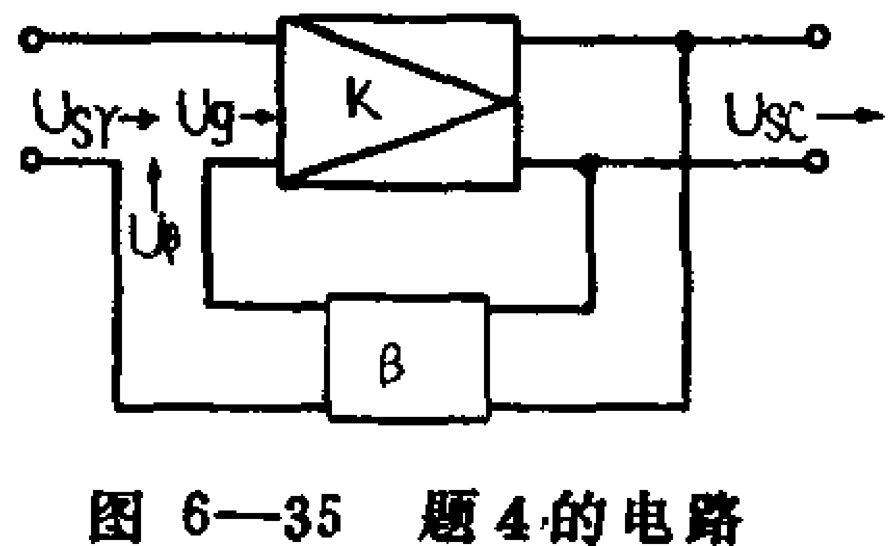


图 6—35　题4的电路

5. 负反馈电路有那几种，电压负反馈和电流负反馈的区别在那里？

6. 负反馈放大器为什么会产生自激振荡，产生自激的条件是什么，

怎样防止？

7. 为什么说多级负反馈有可能产生自激振荡的现象，而在单级放大就不容易产生？

8. 阴极输出器有那些与普通放大器不同的特性？

9. 在下列电路中，试判断在中频区时那些电路是正反馈，那些是负反馈，是串联、并联还是混合反馈，是电压反馈还是电流反馈？

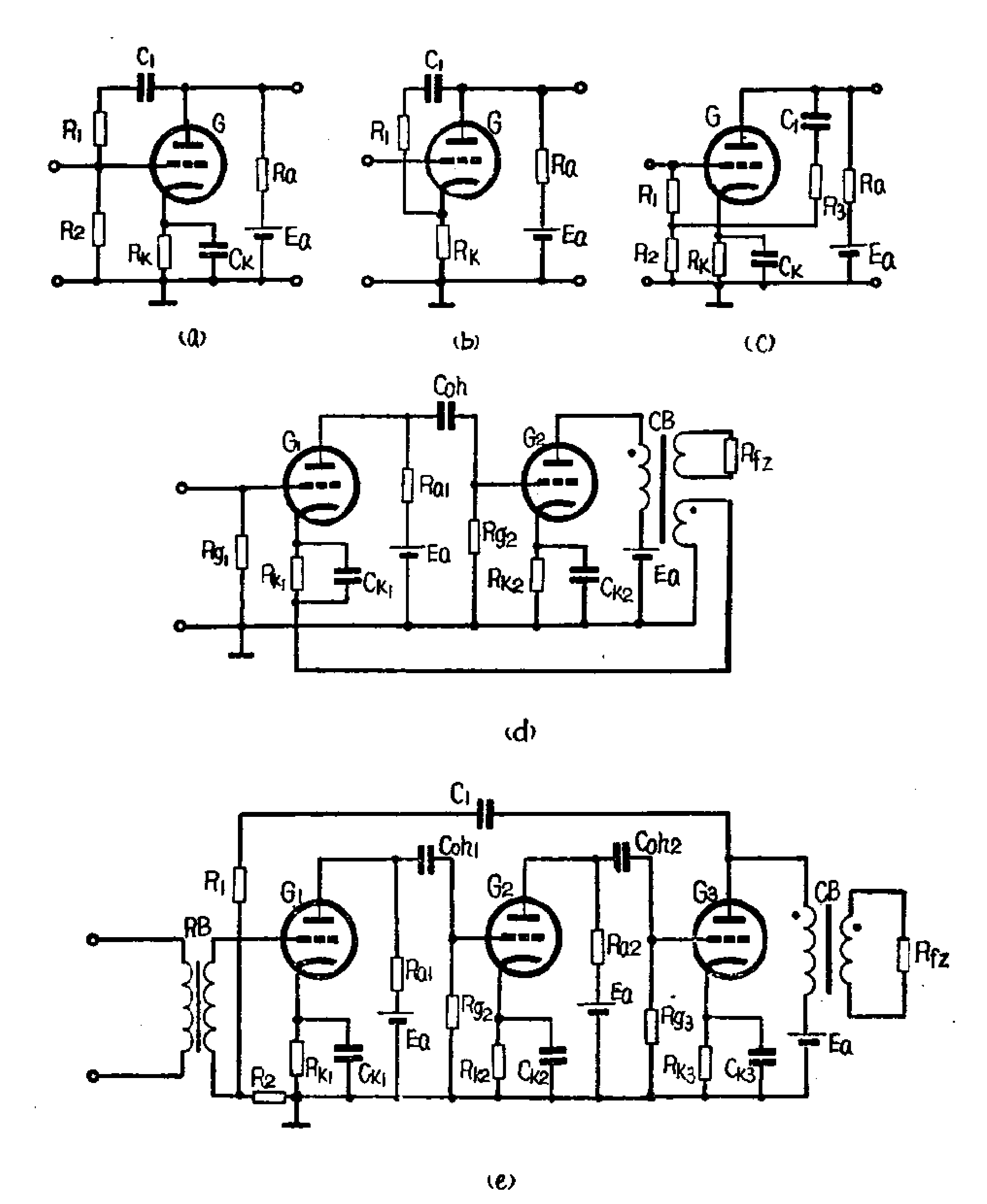


图 6—36 题9的电路

第七章　电子管振荡器

内　容　提　要

振荡器是用来产生一定频率和幅度的电信号的一种设备，它是通信设备中的重要部件之一。

和放大器相似，振荡器实际上也是一个能量转换装置。它的工作过程是把直流电源转换成为具有一定的幅度和频率的交变信号。而与放大器不同的地方在于振荡器工作时并不需要外加输入信号。

本章着重从概念上说明振荡器的基本原理以及介绍在通信上常用的电子管振荡器的基本电路。

第一节　振荡是怎样产生的

振荡是一种很常见的自然现象。时钟的钟摆能周而复始地不停地摆动，这就是一种振荡现象。为了对振荡现象容易理解起见，我们先从单摆的振荡现象谈起。

一、单摆的振荡

用一条小绳吊一个小球或其他重物，这就是一个单摆，如图7—1所示。当摆静止不动时，由于地心吸力，即重力的作用，小球总是处在最低的位置，即图中的0点。当将单摆由外力作用拉到图中的A点时，由于A点比0点的位置高，摆就获得了位能。将单摆自A处释放，摆就自动向0点移动，速度逐渐增

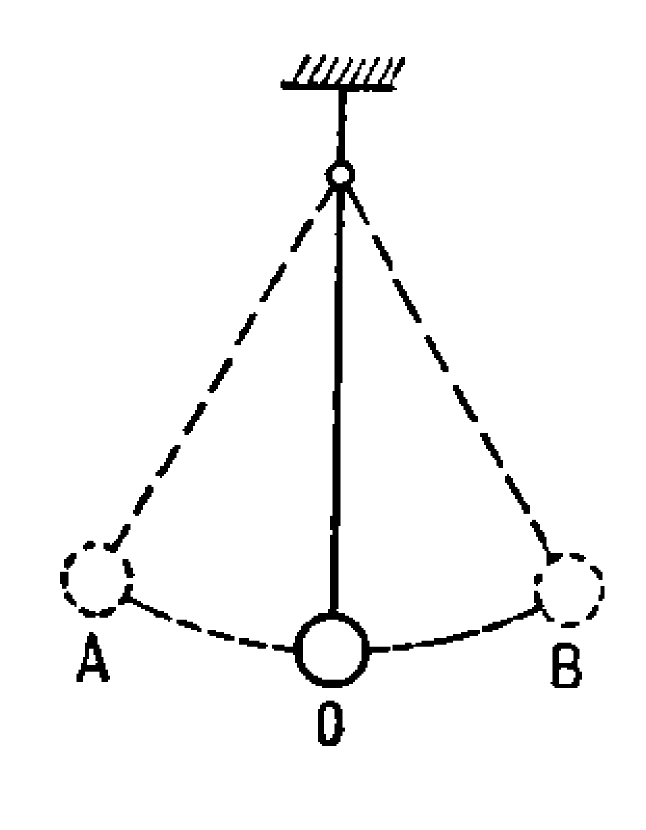


图 7—1 单摆的振荡

大，位置逐渐降低，亦即动能逐渐增大而位能逐渐减小。到达 0 点后，位能没有了，但是摆却得到了一定的运动速度而具有一定的动能。由于单摆的惯性作用，摆不能在 0 点停下来，而是继续向 *B* 点移动。但这时则是动能逐渐减小，位能逐渐增大。到了 *B* 点，摆的速度等于零，动能没有了，但位置又比 0 点高，也就是说，动能变成了位能。以后小球受地心吸力的作用，又向 0 点移动，到 0 点时仍然不能停止，继续向 *A* 点移动。这和小球由 *A* 点经 0 点到 *B* 点的情况相似。小球到达 *A* 点，就完成了一个摆动过程。以后的过程就重复地进行下去，小球一次又一次地摆动着，这种现象称为自由振荡。

二、LC回路中的电振荡

在电子管振荡器中，和单摆的作用相类似的机构是振荡回路。振荡回路是由电感线圈 *L* 和电容器 *C* 并联组成，也就是一个并联谐振电路。如果把图7—2中的开关接到位置 1 使电容器充电到等于电池的电压，它的上极片带有正电荷，下极片带有负电荷，电容器中储存了电能，这对应于把摆移到 *A* 点，小球获得位能的情况。然后再把开关接到位置 2，使电容器和线圈并联，这时电容器开始通过线圈放电，这对应于把摆移到 *A* 点后刚一松手，小球开始由 *A* 点向 0 点运动，这也就是图7—3中时间为零时所示的情况。由于线圈的自感作用，放电电流不能一下子增大，只能由零逐渐增大，所以在这一瞬间，电容器上的电压仍等于电池电压，而电流为零。

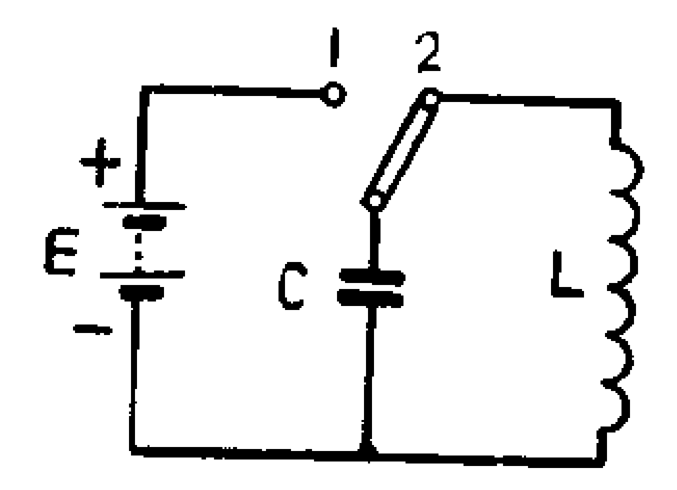


图 7—2 *LC* 振荡回路

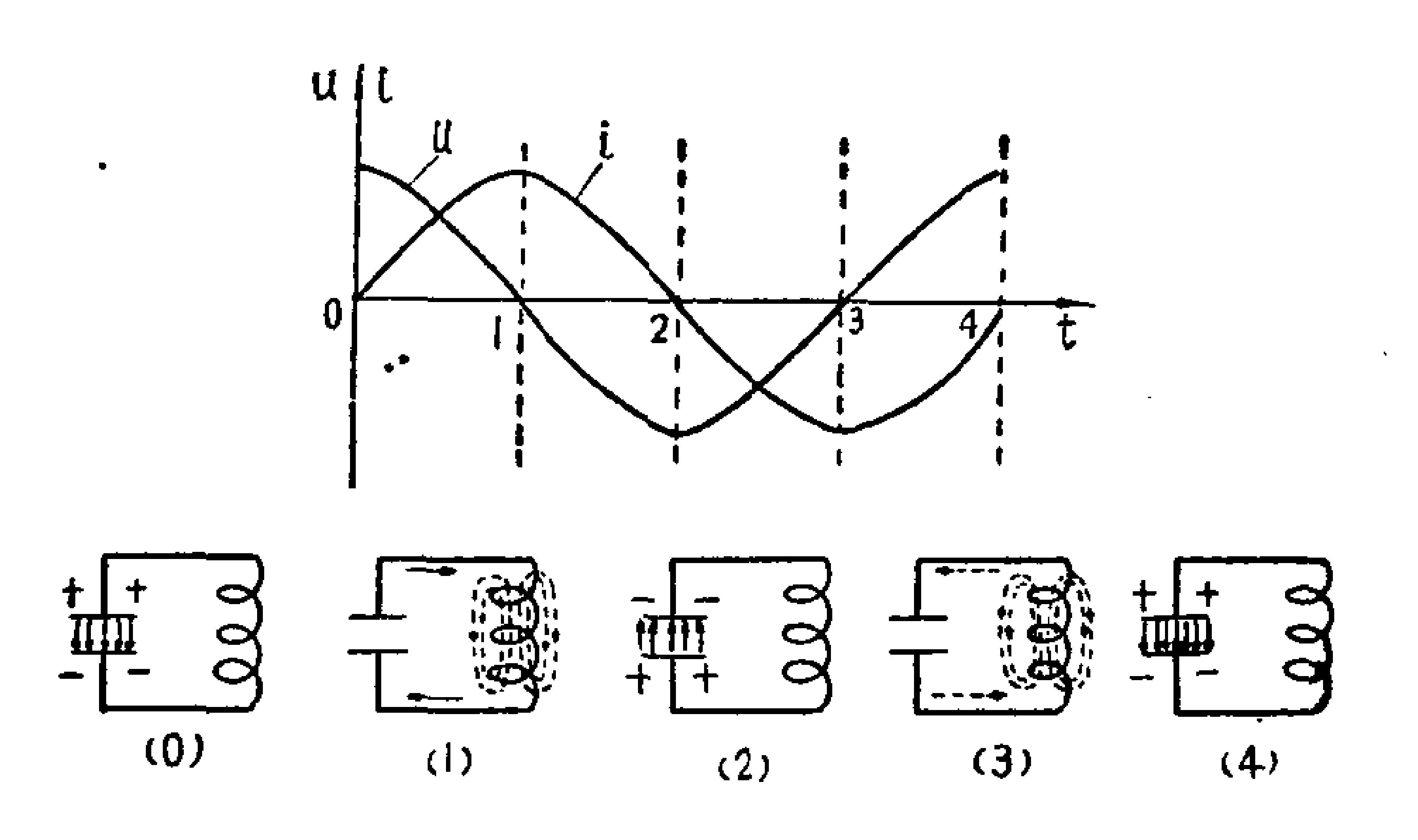


图 7—3 LC振荡回路的充放电过程

从这时起，电容器的放电电流逐渐增加，而电荷逐渐减小，也就是电容器上的电压逐渐降低，于是储存于电容器中的电能逐渐减小。但是，随着线圈中电流的增长，在线圈中储存的磁能逐渐增加，也就是说，电能逐渐变成了磁能，这相当于摆由A点向0点运动。如果将这两种振荡过程中的物理量作一下对比，就可以看到：摆的高度相当于电容器上的电位差；摆的速度相当于线圈中的电流；摆的位能相当于电容器电场中的电能；摆的动能相当于线圈周围磁场中的磁能。

当电容器上的电荷放完时，电压降至零，这时全部电能转变成磁能，线圈中的电流达到最大值，这相应于摆从A点摆到平衡点0的情况，如图7—3中的点1。

这时虽然电容器上的电荷没有了，但是由于线圈的感应电动势，使电流不能一下子消失，正好象运动着的摆有惯性而不能一下子停下来一样。这使电流仍按原来方向继续流动。维持电流继续流动的是线圈周围磁场中所储存的磁能，就象摆回到平衡位置时，由于有动能，仍能克服重力继续往前运动一样。

当电流继续流动时，就反过来向电容器充电，充电的方向

和原来的方向相反，使电容器的下极片带正电荷，上极片带负电荷，也就是电容器上电压的极性和原来的相反。在反向充电的过程中，线圈的磁能又逐渐转变成电容器的电能。于是线圈中的电流逐渐减小，电容器上的反向电压逐渐增大，这和摆越过平衡位置后，动能减小，位能增加的情况相似。

当电流减小到零时，线圈周围的磁场消失，磁能全部转变为电能，电容器上储积的电荷达到最大，即电位差达到最大值，这和摆摆到B点相似，图7—3中的点2就代表这个情况。

我们可以看到，点2处的情况和振荡开始时（即时间为0时）的情况相似，只不过电荷的符号相反。过了点2后，电容器开始反向放电，电流和刚才的相反，如图7—3(3)中虚线箭头所示。当电容器上的电压又一次减到零时，线圈中的反向电流达到最大值，如图7—3中的点3，由于线圈的自感作用，电流并不能立即停止，而是继续反向流动，重新对电容器充电，使电容器上极片带正电荷，下极片带负电荷。以后电流逐渐减小，电容器上的电压逐渐增高，磁能逐渐变为电能。到磁能完全变为电能时，电流停止，电容器上储积起最多的电荷，如图7—3中点4，这时情况就和开始时（时间为0时）一样。以后整个过程就一次次地重复下去。由此可见，电容器上的电压和线圈中的电流在作周期性地变化，也就是产生了电振荡。

三、振荡的幅度和频率

在单摆的振荡过程中，小球从平衡位置0向左或向右摆动的最大距离，即0A的长度，称为振荡的幅度。在振荡回路中，电容器上达到的最大电压U_m称为振荡电压的幅度，在电路中达到的最大电流I_m称为振荡电流的幅度。振荡幅度的大小决定于小球起始时被拉开的距离，或者决定于电容器上的起始充

电电压。

在图7—3中，从 0 到点 4 的时间，即进行一次振荡所需的时间T，叫做振荡的周期。每秒振荡的次数，或每秒的周期数，叫做振荡的频率，以f来表示。因此$f=\frac{1}{T}$。

摆的振荡频率决定于摆的长度。摆愈长，摆动就愈慢，即频率愈低。在振荡回路中，振荡频率f决定于电容量C和电感量L的大小。电容量C和电感量L愈大，振荡就进行得愈慢，也就是周期愈长，频率愈低。这是因为电容量C愈大，它在同一电压下所需储存的电荷就愈多，每次放完电所需的时间就愈长；电感量L愈大，放电电流逐渐增强或减弱的速度就愈慢，因而使振荡周期加长，即频率低。

现在我们再来找出它们之间的定量关系。在振荡回路中，流经电容器和流过电感线圈的电流相等，而电容器两端的电压和线圈两端的电压也相等，可见线圈的感抗$X_L=2\pi fL$和电容器的容抗$X_C=\frac{1}{2\pi fC}$在数值上相等。即

$$2\pi fL=\frac{1}{2\pi fC}$$

因而

$$f=\frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \qquad (7—1)$$

也就是说，振荡回路的振荡频率和LC乘积的平方根成反比。因此，我们可以通过改变电感量L或电容量C的大小来改变振荡频率。式中f的单位是赫，L的单位是亨，C的单位是法。

四、等幅振荡和减幅振荡

在前面的讨论中，我们没有考虑到在振荡过程中产生的能量损耗。因此，当摆从A点起摆动一周后，仍然能达到A点。

在振荡回路中，从电容器C充电到电压等于U_m开始，振荡一周后，C上的电压仍达到U_m。或者说，振荡的幅度不变。这种振荡叫等幅振荡，如图7—4(a)所示。

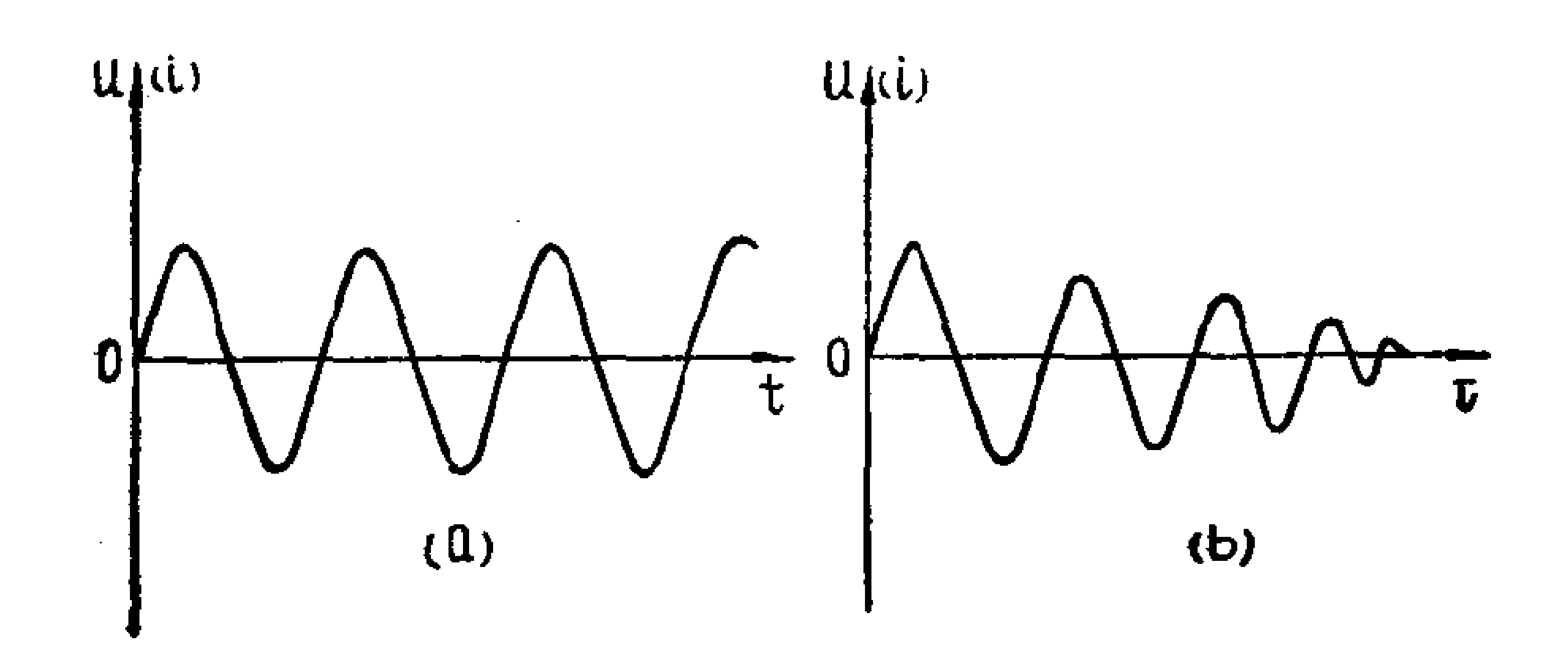


图 7—4　等幅振荡和减幅振荡

但是，在实际的振荡过程中，不可避免地会有能量损耗。摆在摆动时会受到空气阻力和悬挂点的摩擦力而损耗一些能量。在LC回路的振荡过程中，电感线圈的电阻会把电能变换为热能，电容器中的介质损耗也会消耗一部分能量。因此，每振荡一周，能量就消耗掉一些，振荡幅度就要减小一些，这样的振荡叫做减幅振荡，如图7—4(b)所示。随着能量的损耗愈来愈多，振荡幅度就愈来愈小，最后，当储存的能量完全消耗掉时，振荡就停止了。

五、怎样维持等幅振荡

要想使振荡回路能产生等幅振荡，即要使振荡能维持下去，就必须不断地从外面把能量补充到振荡回路中去。如果每一周中补充到振荡回路中的能量等于振荡一周中所消耗的能量，那末，振荡回路中就可以永远保持一定的能量，也就能够维持等幅振荡了。

电子管在振荡器中的作用就是不断地把电能供给振荡回路

以补偿回路的损耗，使振荡回路能维持等幅振荡。下面来说明电子管振荡器的基本原理。

第二节 电子管振荡器的振荡过程

图7—5是一个电子管振荡器的基本电路。这个振荡器是由电子管G、振荡回路LC、屏极电源E_a和一个反馈线圈L_g所组成。振荡回路靠互感作用和栅极回路的线圈L_g耦合。由于这个电路的振荡回路LC是接在电子管的屏极回路中的，因此称为调屏振荡器。现在假定电子管的阴极已经加热而发射出电子，如果将开关K合上，也就是将电子管的屏极回路接通时，LC回路就产生自由振荡。

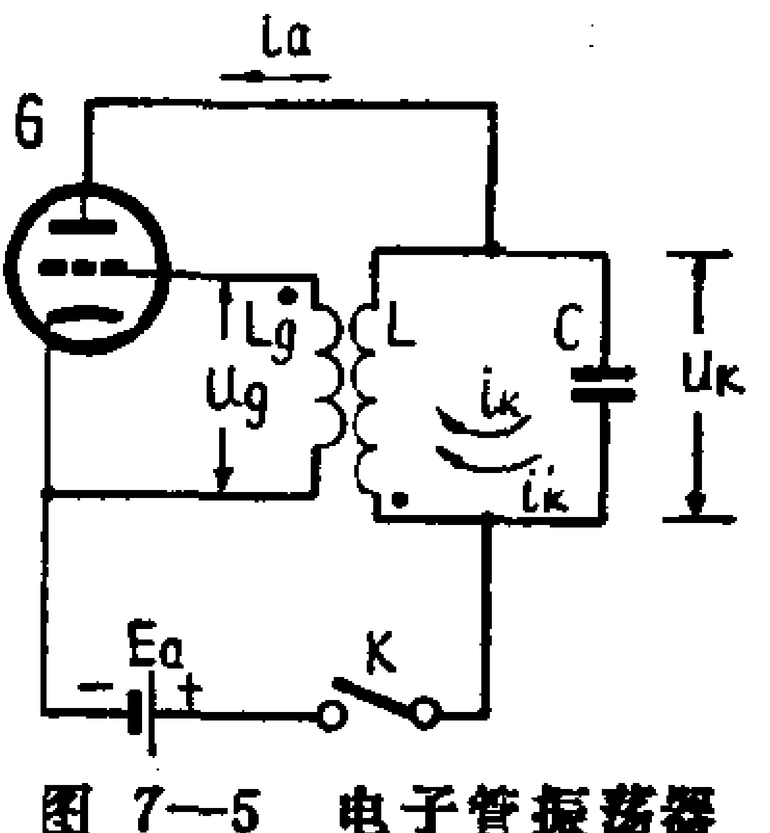


图 7—5 电子管振荡器的基本电路

当振荡电流通过电感线圈L时，因互感作用在L_g中感应出一个交流电压，这个电压作用在电子管栅极上，使栅极的电位依照振荡回路的振荡频率而变化。因此屏流也按照这个频率变化起来，它的交流分量使得振荡回路中的电容器C在每一个周期中都得到一些附加的充电，这就补充了振荡回路在振荡过程中被损耗了的能量，从而获得等幅振荡。这就是调屏振荡器的简单工作原理，下面再来详细分析它的振荡过程。

当将振荡器的屏极回路接通时，屏极回路就有屏流i_a通过，使振荡回路中的电容器C充电。于是振荡回路中就产生了振荡电流i_K，i_K的波形如图7—6(a)所示。

如果电路中没有其他的装置，这个振荡就会逐渐衰减下去，直至振荡停止，但现在有了电子管，情况就不一样了。由于交流电流i_K流过电感线圈L时，在它的周围建立起交变的

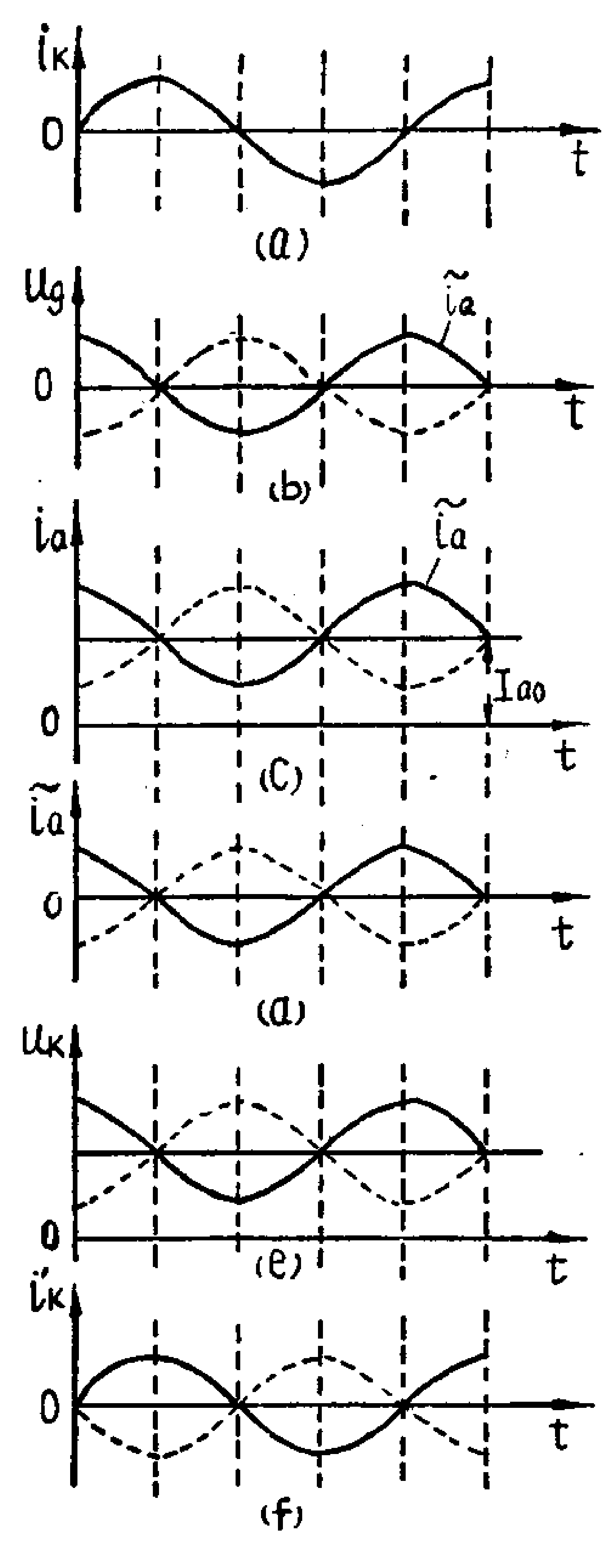


图 7—6 振荡器各部分电流电压的波形

磁场，因互感的作用，就在反馈线圈 L_g 中感应出一个交流的电动势。这样就在电子管的栅极上加上一个交流电压 u_g。u_g 与 i_K 相位上相差90°，因为当 i_K 由零开始增长时，线圈周围磁场变化的速度最大，感应电压 u_g 也最大；随后 i_K 增长速度逐渐减小，也就是磁场变化速度较小，u_g 随着减小；当 i_K 增到最大值的瞬间，i_K 不再增长，所以 u_g 变为零；往后，当 i_K 下降时，u_g 的方向改变了。但是 u_g 的相位可能比 i_K 超前90°，也可能比 i_K 落后90°，究竟是超前还是落后要看线圈 L 和 L_g 的接法而定，即与这两个线圈的同名端有关。我们在图7—6(*b*)中用实线表示 u_g 超前 i_K90°，用虚线表示 u_g 落后于 i_K90°。

假设电子管工作在甲类，这时栅极回路中因有交流电压 u_g 的作用，使得屏流发生了波动，又由于所加电压 $\tilde{u}_g$ 的频率与屏极回路中振荡回路的振荡频率是相同的，同时在电工学我们已经知道并联谐振电路在谐振时是纯电阻性的，所以这时屏极负载相当于一个纯电阻，因此屏流 i_a 与 u_g 同相，它的波动情况如图7—6(*c*)所示。图7—6(*d*)示出了屏流交流分量 $\tilde{i}_a$ 的波动情况，其中实线和虚线都分别与图7—6(*b*)中的实线和虚线相对应。

如前面所说的，振荡回路对屏流交流分量呈电阻性，因此$\tilde{i}_a$与振荡回路两端电压u_K是同相位的。u_K的波形如图7—6(e)。

由于纯电感交流电路的电流落后于电压90°，如果略去电感L中的电阻，那么屏流交流分量$\tilde{i}_a$在电感L支路中的电流i'_K就落后于u_K90°，这样就可得到图6—7(f)的i'_K的波形。

最后我们将线圈L和电容器C中自由振荡而产生的电流i'_K的曲线〔图7—6(a)〕与同一线圈中由屏流的交流分量$\tilde{i}_a$所产生的部分电流i'_K的曲线（实线）相比较，不难看出，这两个电流的相位是重合的，这样，在自由振荡过程中由于回路电阻消耗的能量，因为有了i'_K而得到补充，使振荡可能不衰减而不停地进行下去。

如果将线圈L_g两端反接，i'_K将如图7—6(f)中的虚线所示，这时i'_K与振荡回路中自由振荡电流i_K相位相反，结果使自由振荡不但没有得到加强反而减弱，振荡很快便停止了。

第三节　振荡器维持振荡的条件

从上一节的分析中，我们知道电子管振荡器能够维持等幅振荡，是因为振荡回路的振荡电流，通过互感使电子管栅极得到一个感应电压，由于电子管的能量转换作用，在屏流中引起一个交流分量流过振荡回路，以补充振荡回路中的能量损耗。由此可见，振荡器能量损耗的补充，是通过反馈而得到的。如果将图7—5的振荡器电路略去直流电源改画成图7—7的形式，就可以看出电子管放大器其实是一个反馈放大器，它不用外加输入信号便能有交流信号输出，这就是所谓自激振荡。

现在再来看看在什么条件下振荡器才能产生自激振荡。从

第二节的分析结果我们已经知道，i'_K 必须和 i_K 同相，即经过反馈后所得到的补充电流，必须和原来的振荡电流相位相同，才能产生自激振荡。正如要使单摆不停地摆动，必须在每一周的适当时间给以适当方向的力一样，当小球由 0 点至 A 点时，就要给以一定的向左的力，如果外加的力漫无规则，如当小球还在由 0 点至 A 点运动时，即加以向右方向的力，则不但不能维持振荡，反而会使振荡停止下来。因此，振荡器能够维持振荡的第一个条件就是必须有正反馈。这个条件称为振荡器维持振荡的相位条件。

在图 7—6（f）中实线所示的 i'_K 是正反馈的情况，因此能够产生振荡。而虚线所示的 i'_K 则是负反馈，因而是减幅振荡。那么，怎样才能得到正反馈呢？在图7—5的电路中是由线圈 L 和 L_g 之间的互感关系来决定的。通常 L 和 L_g 是绕在同一铁芯（或线圈框）上的两个线圈，也就是一个变压器，在图7—7中可以看出它是属于反馈网络β的一部分。在电子管放大的基本原理中我们已经知道，电子管的输出电压 U_{sc} 与输入电压 U_{sr} 相位相差180°，U_{sc} 经过 L 和 L_g 这个反馈网络后要使栅极得到正反馈的话，反馈网络的相位差也应该是180°，即输入经放大和反馈后总的相移为360°才是正反馈，这就要求 L 和 L_g 这两个线圈的同名端应如图 7—7 中的点子所示，否则就是负反馈而不能产生振荡。

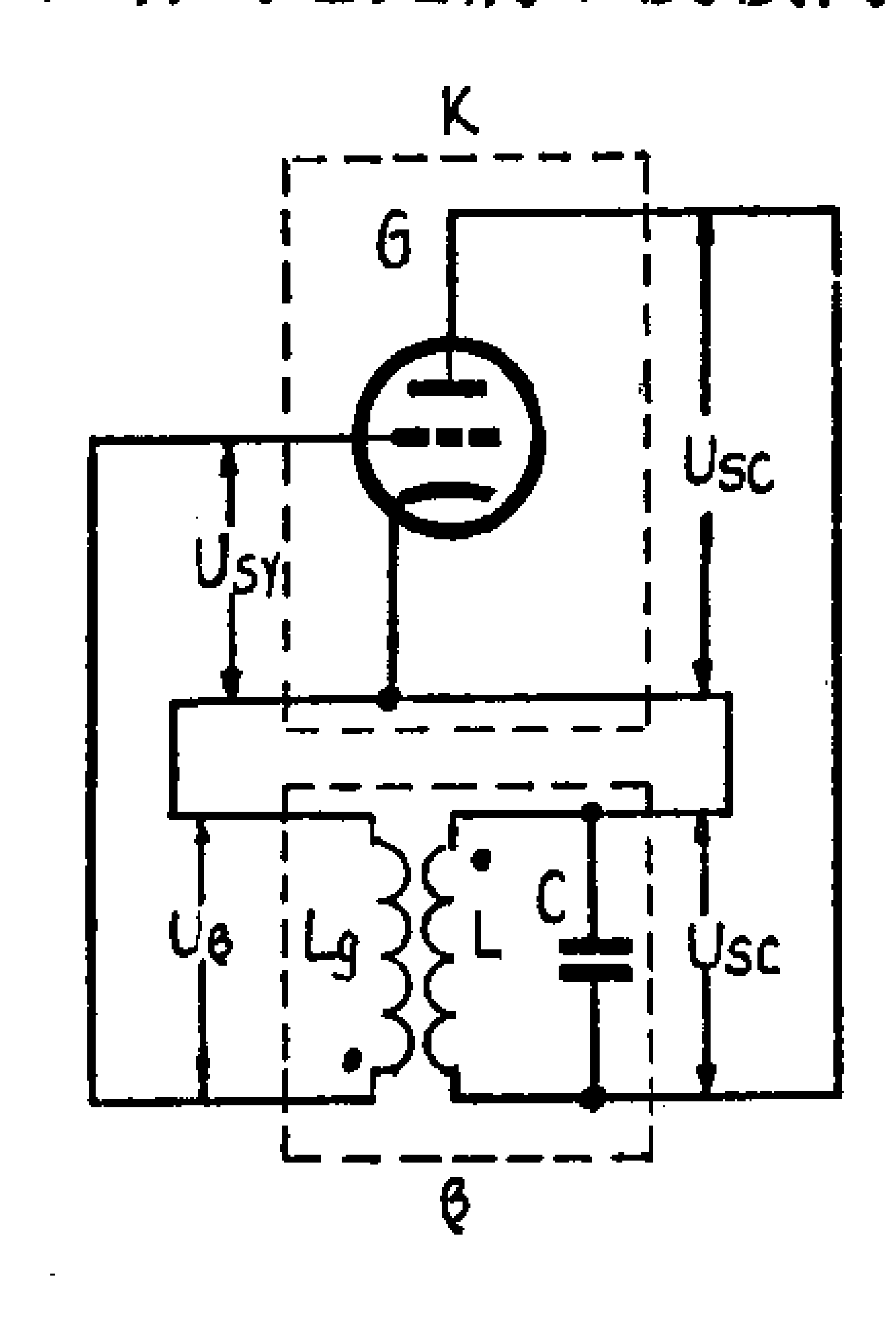


图 7—7 电子管振荡器的交流等效电路

一个振荡器即使满足了上述的相位条件，如果在一个振荡周

期内补充的能量小于振荡回路中损耗的能量时，振荡也会逐渐衰减下去，最后停止振荡。那末，怎样才能保证有足够的补充能量呢？这就要求反馈电压U_β等于（或大于）维持一定的输出电压U_{sc}时所需要的输入电压U_{sr}，即$U_\beta=U_{sr}$，这个要求与电路的放大倍数和反馈系数有关。在这情况下，放大倍数

$$K=\frac{U_{sc}}{U_{sr}}$$

所以$U_{sc}=KU_{sr}$，而反馈系数

$$\beta=\frac{U_\beta}{U_{sc}}$$

于是$U_\beta=\beta U_{sc}=K\beta U_{sr}$，因为$U_\beta=U_{sr}$，得

$$U_{sr}=K\beta U_{sr}$$

要满足上式，$K\beta$必然要等于1，如果U_β大于U_{sr}的话，从式$U_\beta=K\beta U_{sr}$可以看出，$K\beta$必然要大于1，因此

$$K\beta\geqslant 1 \qquad (7-2)$$

就是振荡器能够维持振荡的另一个条件。由此可见，振荡器能够维持振荡的第二个条件是放大倍数与反馈系数的乘积要等于1或大于1。这个条件称为振荡器维持振荡的振幅条件。振幅条件既然与$K\beta$的乘积有关，因此影响一个已满足了相位条件的振荡器能否振荡的因素就是电子管的参数和电路元件的参数如L、L_g、C及互感M等。

综上所述，振荡器能够维持振荡的条件有两个：（1）相位条件；（2）振幅条件。这两个条件必须同时满足，如果其中任何一个条件不能满足也不能够产生振荡。

第四节 振荡器电源的供给方法

前面在分析电子管振荡器的工作原理时，为简单起见，我们略去了电子管的栅偏压等附属电路，而在实际使用时这些电路是不可少的。由于振荡器的工作情况与放大器有些不同，它的电源供给方法也有不同的地方，现在分别来介绍振荡器的栅偏压和屏极电源的供给方法。

一、栅偏压的供给方法

振荡器的实际电路中，一般不采用固定栅偏压，而是采用一种叫做栅漏偏压电路。

栅漏偏压电路的一种形式如图7—8所示。它在栅极回路中接入一个R_gC_g并联电路，这一并联电路利用电子管栅极与阴极间的单向导电作用以产生偏压。电路中电子管的栅极和阴极相当于一个二极管，当反馈电压$U_β$上端为正时，栅极和阴极之间导电，栅极回路有栅流i_g产生，i_g在R_g两端产生电压降，并对C_g充电，R_g两端电压的极性是栅极为负、阴极为正，如图中所示；当$U_β$上端为负时，栅极和阴极之间不导电，i_g为零，这时C_g通过R_g放电，放电电流方向与导电时i_g流过R_g的方向相同，因此i_g的直流分量I_{g0}在R_g两端产生的电压降始终是栅极为负、阴极为正，这就形成了栅偏压E_g。

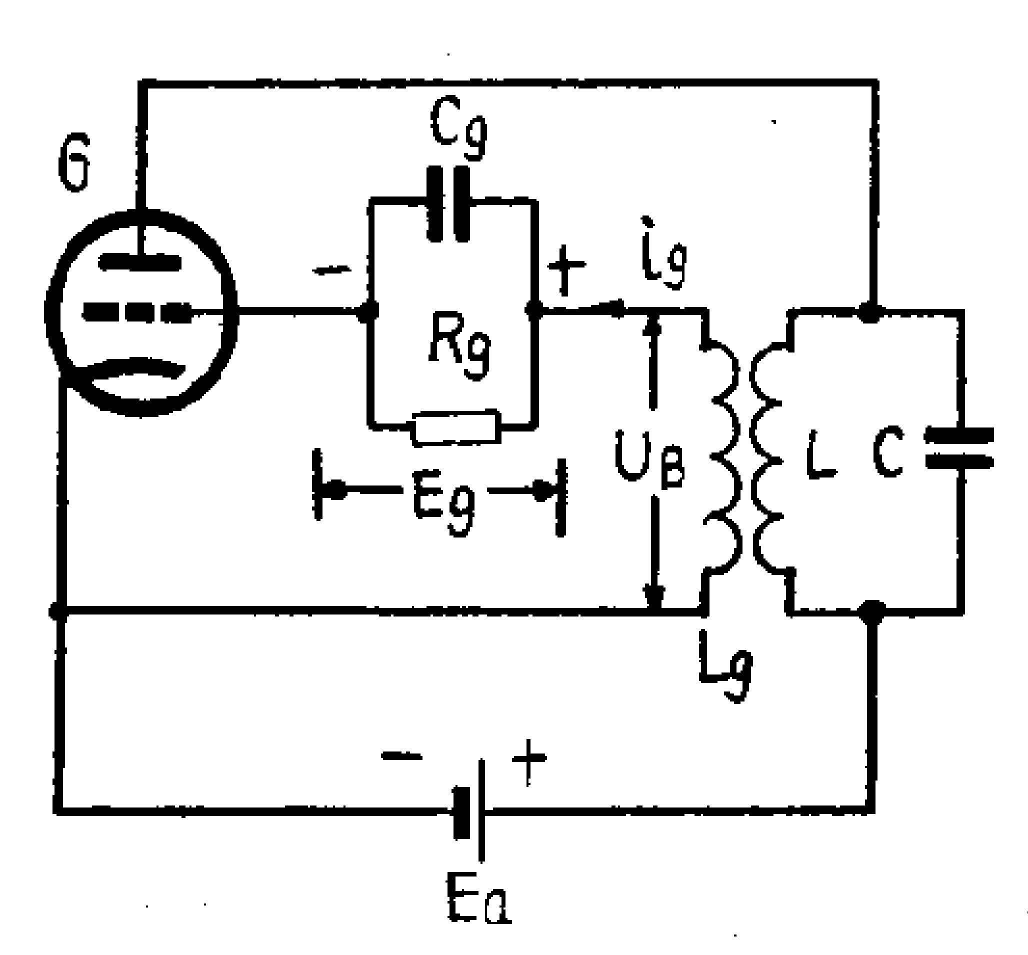


图 7—8 振荡器采用栅漏偏压的电路

采用这样的栅偏压电路对振荡开始时幅度的增长是有利

的，即容易起振。因为当电路刚接通的瞬间，L_g两端还未有反馈电压，电子管工作点在$u_g=0$的地方，如图7—9中所示。在第二章讨论电子管的特性曲线时我们已知道，由于电子管是非线性元件，它的屏栅特性曲线不是一根直线，靠近截止栅压时的斜率较小，而在$u_g=0$附近较陡，这时跨导S较大，放大倍数K较大，容易满足振荡的振幅条件而易于起振。随着振荡幅度的增大，I_{g0}也增大，使栅偏压也增大（向负方向增加），工作点移向跨导较小的部分，当振荡幅度增大到一定的数值时稳定下来以后，I_{g0}也达到一定的数值，栅偏压也就稳定下来。

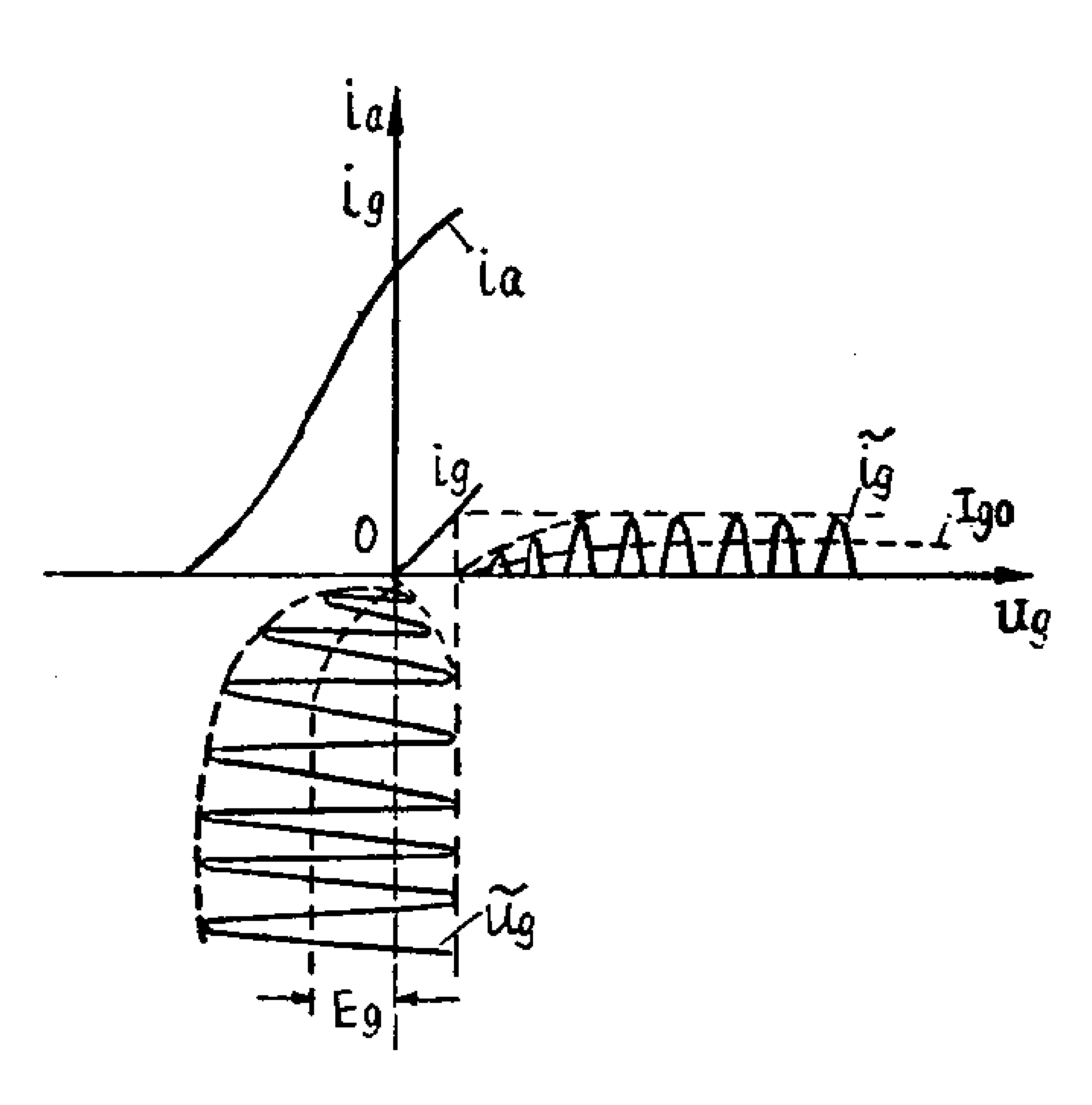


图 7—9 利用栅漏偏压的起振曲线

栅漏偏压电路除了具有容易起振的优点之外，还有自动稳定振荡幅度的作用。例如振荡器因某种原因使幅度增大了，此时I_{g0}也随着增大，栅偏压也就增大了，工作点向左移，跨导S减小，放大倍数K减小，使得振荡幅度减小。反过来，如振荡幅度减小，栅偏压减小，工作点向右移，S增大，K上升，使得振荡幅度增大，从而稳定了振荡幅度。

产生栅漏偏压的另一种电路如图7—10所示。在电路刚接通时栅流i_g为0，振荡器振荡后当栅极电位较阴极为正时，将有栅流产生，栅流对C_g充电，C_g两端电压的极性如图中所示；当栅极电位较阴极为负时，没有栅流，这时C_g通过L_g和R_g缓慢地

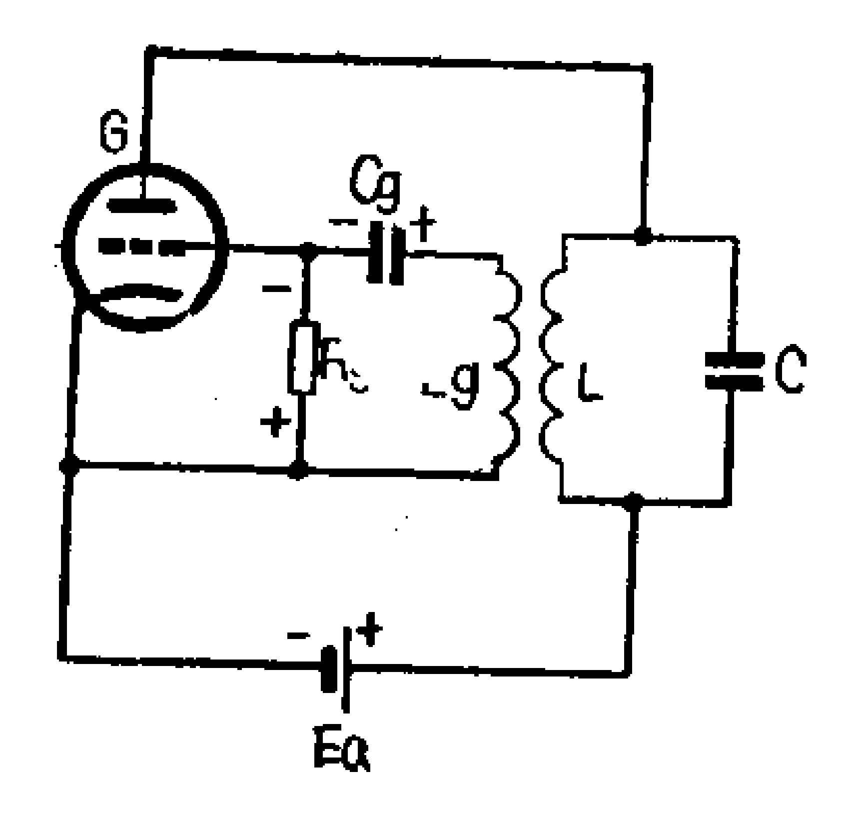


图 7—10 栅漏偏压的另一种接法

放电而它的极性维持不变，在经过一个周期再度充电以前，它的电压下降不多，这样就在C_g上形成一个偏压。

二、屏极电源的供给方法

振荡器的屏极电源供电方式有串联供电和并联供电两种。图7—8和图7—10的电路都是串联供电，因为屏极电源E_a是和LC振荡回路相串联的。并联供电的电路如图7—11所示。图中电容器C_a起着阻隔屏极电源E_a的作用，使E_a不致被L_a和L所短路，但它对振荡频率的阻抗很小，可以看作短路。图中电感L_a的作用与C_a相反，用来阻隔振荡电流流入屏极电源，而对于直流则可以畅通。

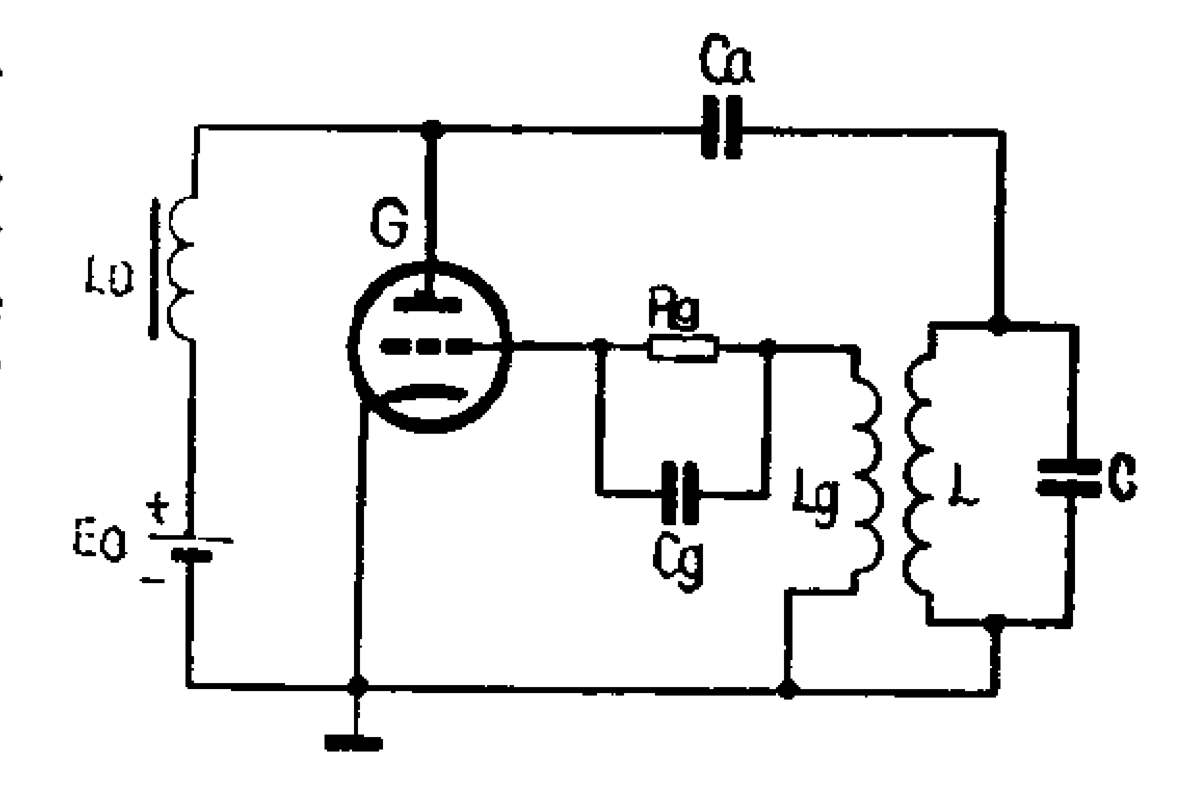


图 7—11 振荡器的并联供电电路

把这两种供电方式比较一下，可见串联供电电路较简单，而并联供电电路要多用一个C_a和一个L_a，但它的振荡回路没有直流通过，可以免除在调整振荡频率时发生触及高压的危险。

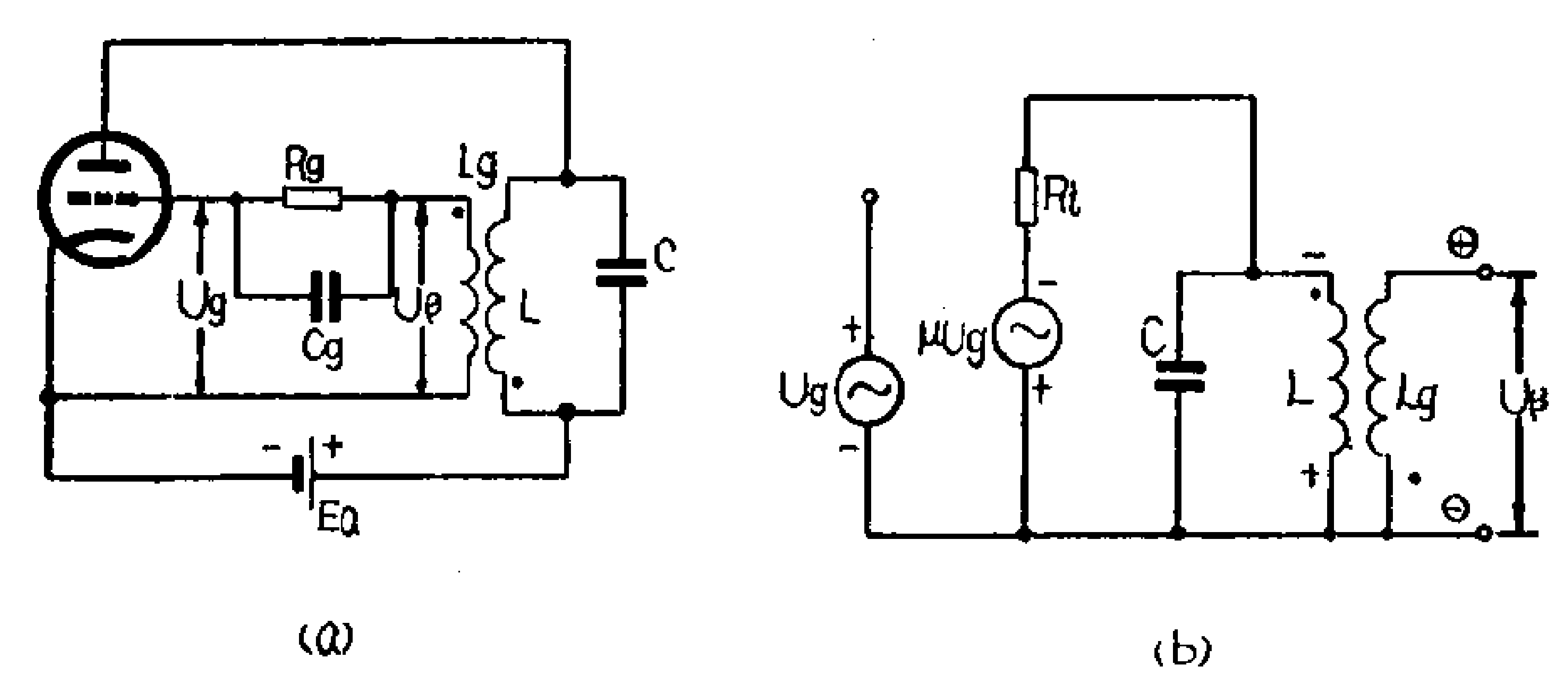
第五节 常用的几种振荡器电路

电子管振荡器电路的种类很多，这里只介绍其中最常见的几种。

一、调屏振荡器

调屏振荡器是较常用的一种振荡器，它的振荡回路接在电

子管的屏极回路中，如图7—12（a）所示。在前面的几节我们已经用它的基本电路为例，说明了电子管振荡器的基本工作原理，现在再用这个电路为例来说明振荡器电路的分析方法。



(a) (b)

图 7—12 调屏振荡器和它的等效电路

由于振荡的振幅条件与电路元件和电子管参数的具体数值有关，这里只分析电路是否能满足振荡的相位条件。为清楚起见，我们应用电子管的等效电路分析法，作出调屏振荡器的等效电路如图7—12（b）。首先假设在电子管栅极上有一个交流电压U_g，它的极性是栅极为正、阴极为负，因为电子管的输出与输入相位相反，所以等效电源μU_g的极性是上端为负、下端为正。由于振荡频率约等于振荡回路的谐振频率，振荡回路的阻抗为纯电阻性，所以振荡回路两端的电压与μU_g同相，即上端为负、下端为正。最后根据L与L_g两线圈的同名端，定出L_g两端的感应电压U_β的极性如图7—12（b）所示，可见U_β与U_g同相，即满足正反馈的相位条件，故能产生振荡。如果同名端与图中规定的相反，就不能产生振荡了。

调屏振荡器的振荡频率是：

$$f=\frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}\sqrt{1+\frac{R}{R_i}} \qquad (7—3)$$

式中L、C、R分别是振荡回路的电感、电容、电感线圈的电

阻；R_i为电子管的内阻。通常电感线圈的电阻R很小，而当电子管内阻R_i又比较大时，振荡频率约等于振荡回路的谐振频率，即

$$f\approx\frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \tag{7—4}$$

下面介绍一个调屏振荡器的实际电路。图7—13是ZM202型三路载波机的2100赫振荡器电路。在这个电路中，反馈电路由变压器B_1组成，B_1的2—3线圈是振荡回路线圈，它与C_4组成振荡回路并与屏极电源+130V串接于电子管G_1的屏极回路，所以是一个串联供电的调屏振荡器。振荡器正常的振荡频率是2100赫，但也可以改为500赫，这时需要改变B_1线圈的接法，即将原来使用的2—3线圈改为1—3线圈以增大电感量，同时电容由C_3与C_4并联。B_1的4—5线圈是反馈线圈，使电路得到正反馈而产生振荡。

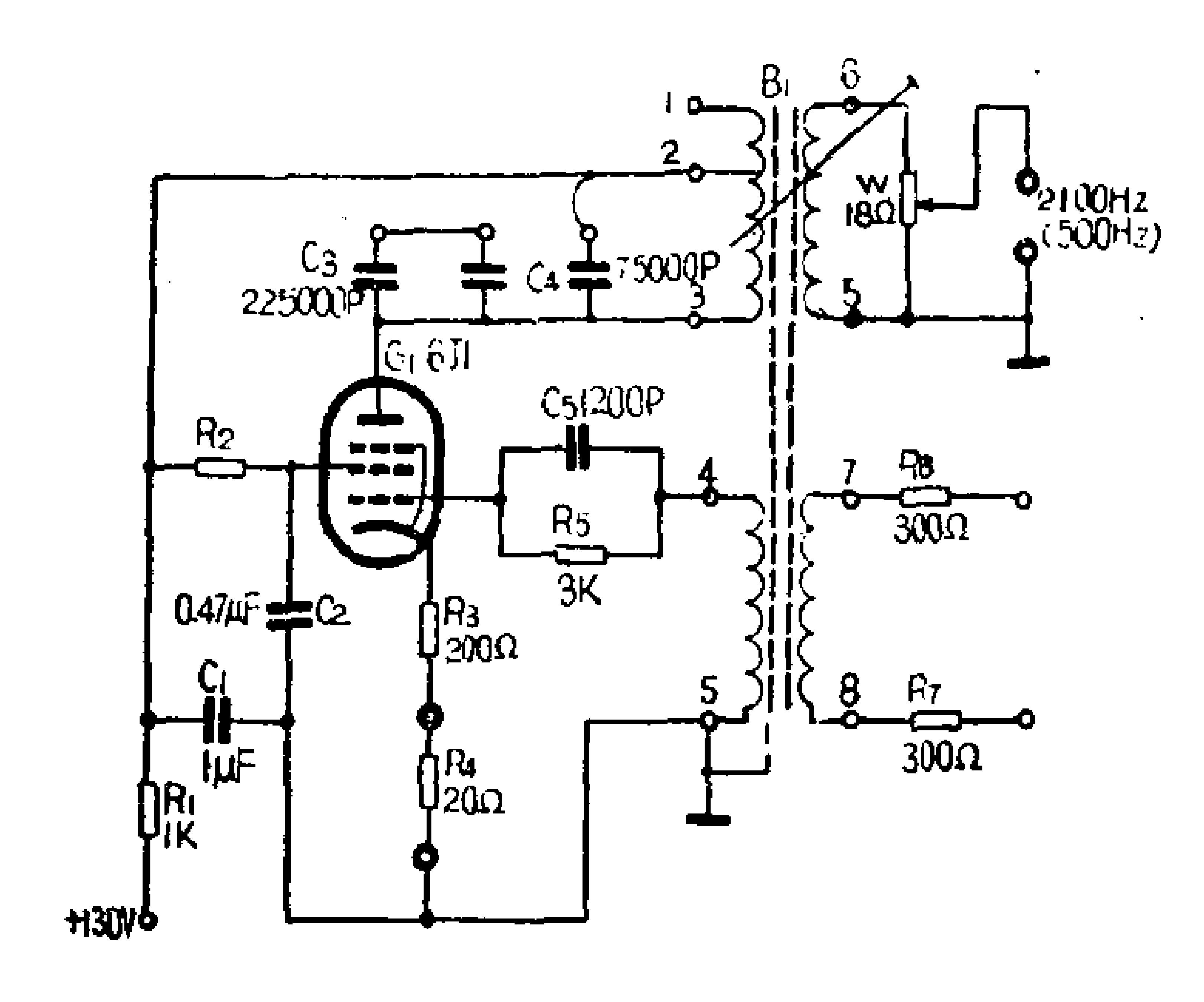


图 7—13 ZM202型载波机的2100赫振荡器电路

振荡器的输出负载有二个回路，B_1的5—6线圈供载波机三个音频终端设备盘内的振铃信号振出所用，输出电平由电位器W按需要调节；另一路由7—8线圈输出专供自试振铃接收器之用，输出阻抗为600欧。

电子管G_1的栅偏压由C_5、R_5、R_3和R_4产生，其中C_5、R_5是栅漏偏压电路，而R_3、R_4是阴极电阻，产生固定的栅偏压。

此外，C_1、R_1是去耦滤波电路，C_2、R_2分别是帘栅极降压电阻和旁路电容器。

二、电感三点式振荡器

这种振荡器的电路如图 7—14(*a*) 所示。电路的特点是用一个有抽头的线圈和电容器C组成振荡回路，线圈的抽头使它分成串联的L_1和L_2两部分，抽头接到电子管的阴极，而L_1和L_2分别接在电子管的屏极回路和栅极回路。因为接在栅极回路的线圈L_2是整个振荡回路线圈的一部分，这样振荡回路的一部分电压便加到栅极回路，使屏流产生一个交流分量通过振荡回路，从而补充了振荡回路的损耗。

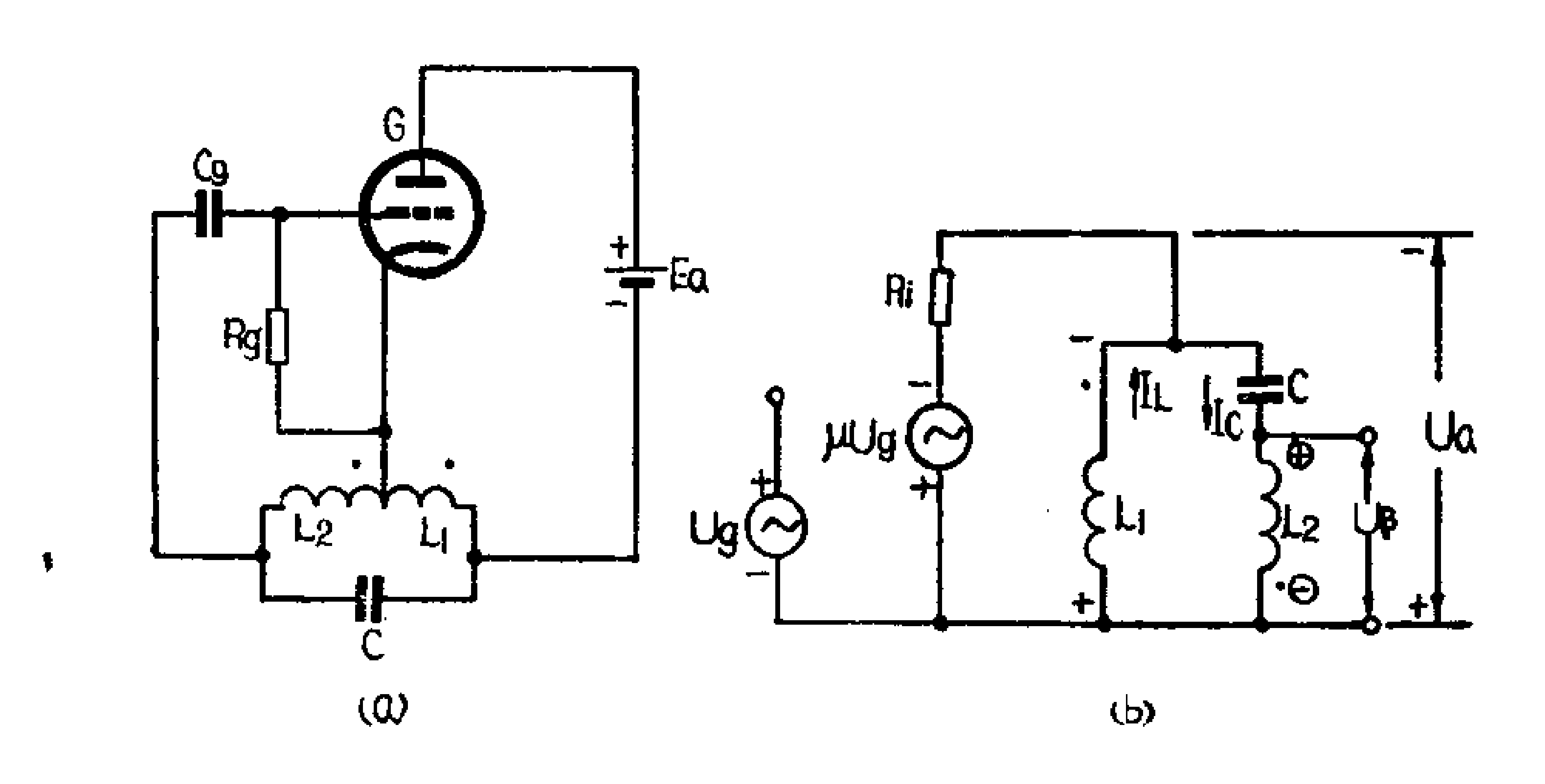


图 7—14 电感三点式振荡器和它的等效电路

下面用等效电路来加以分析。在图 7—14 (*b*)的等效电路中，暂不考虑L_1和L_2之间的互感作用，设电子管栅极回路有一个交流电压U_g，由于振荡回路对振荡频率是谐振的，所以对振荡频率来说，振荡回路是纯电阻性，这时振荡器的输出电压U_a与μU_g同相而与U_g反相，极性如图中所示是上端为负、下端为正。既然电感L_1支路和C、L_2串联支路的并联阻抗是纯电阻性，那么C、L_2串联支路必然是电容性，就是说在振荡频率时

它相当于一个电容器。又因为电容器两端的电压在相位上比流过它的电流落后90°，所以C、L_2串联支路两端的电压U_a落后于电流I_C90°。我们也知道电感两端的电压要比流过它的电流在相位上超前90°，在图7—14(b)中可见，I_c既流过C也同时流过L_2，所以L_2两端电压U_β较I_c超前90°。综上所述，U_a落后于I_c90°而U_β又较I_c超前90°，可见U_β较U_a的相位共超前180°，极性如图7—14(b)所示，即上端为正、下端为负，结果是U_β与U_g同相，满足了振荡的相位条件。

当振荡回路的电阻很小时，这种振荡器的振荡频率约等于振荡回路的谐振频率，即

$$f\approx\frac{1}{2\pi\sqrt{(L_1+L_2)C}} \tag{7—5}$$

如果考虑到L_1与L_2之间有互感M存在，这时线圈的整个电感量为L_1+L_2+2M，因此振荡频率为：

$$f\approx\frac{1}{2\pi\sqrt{(L_1+L_2+2M)C}} \tag{7—6}$$

三、电容三点式振荡器

这是和电感三点式振荡器相对应的电路，反馈是利用电容C_1和C_2作分压器，将C_2两端的电压反馈到栅极回路，它的电路和等效电路如图7—15所示。用上述分析电感三点式振荡器相同的方法在等效电路中定出各部分电压的瞬时极性，从图中示出的极性可知，U_β与U_g同相，这个振荡器也是符合振荡的相位条件的。

由于振荡回路中C_1和C_2是串联的，它的等效电容为

$\frac{C_1C_2}{C_1+C_2}$，因此，振荡频率约为

$$f \approx \frac{1}{2\pi\sqrt{L \times \left(\frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}\right)}} \quad (7-7)$$

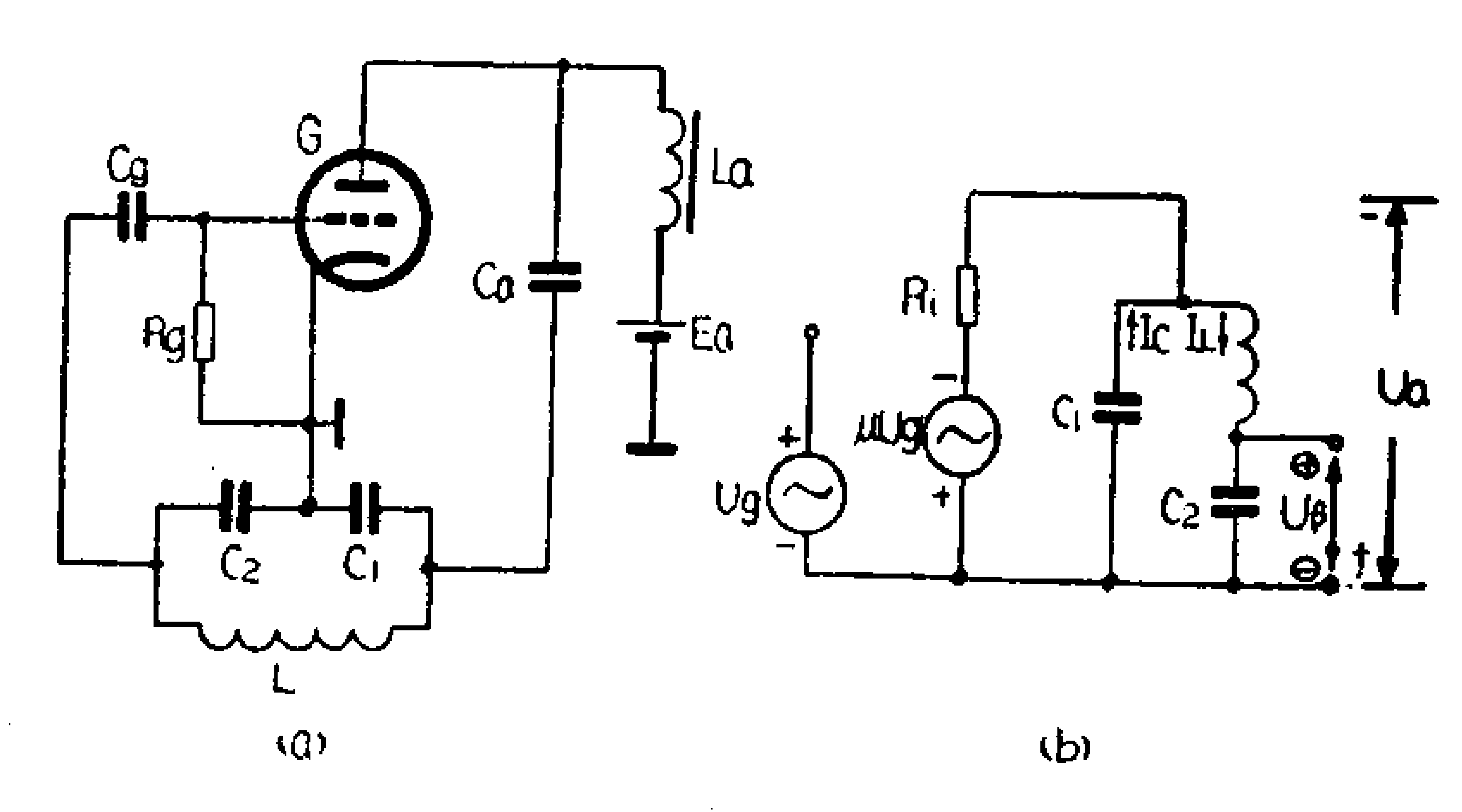


图 7—15 电容三点式振荡器和它的等效电路

以上我们介绍了几种常用的振荡器电路，它们都是以电感和电容作为振荡回路元件的，统称为LC振荡器。

第六节 振荡器频率的稳定

在通信上要求振荡器的振荡频率十分稳定，在载波电话机中如果载频振荡器的振荡频率不稳，将严重影响电路的通话质量，例如引起失真甚至电路中断。

振荡器的频率稳定度，可用频率偏离额定值的数值Δf与额定值f之比$\frac{\Delta f}{f}$来表示。$\frac{\Delta f}{f}$的值愈小，表示振荡频率愈稳定。例如某三路载波机的振荡器振荡频率的额定值为30千赫，频率偏移为±10赫，则频率稳定度为

$$\frac{\Delta f}{f} = \frac{10}{30 \times 10^3} \approx 3 \times 10^{-4}$$

要想使振荡器的振荡频率稳定，应当先了解影响振荡频率的原因，然后再找出消除这些原因的方法。这里仍以调屏振荡器为例来说明。前面已提过，在略去电感中的电阻时，调屏振荡器的振荡频率约等于振荡回路的谐振频率，即振荡频率只与电感L和电容C有关〔见式(7—4)〕，这用来估算振荡器的振荡频率是足够的了，但从振荡频率的稳定度来看，就要考虑这个电阻的影响。同时从图7—12(*b*)的等效电路还可以看出，与振荡回路并联的还有电子管的等效电源μU_g和内阻R_i。因此，凡是能够改变电子管的参数、振荡回路中的电阻以及振荡回路参数LC的因素，都能引起振荡频率的变化，式(7—3)是考虑到电子管内阻和振荡线圈电阻的振荡频率计算式。下面从这几个方面来说明这些因素对振荡频率的影响以及稳定振荡频率的一些方法。

一、电子管参数对振荡频率的影响

由于电源电压发生变化，会引起电子管工作点的改变，使电子管内阻R_i的数值受到影响，因而改变了振荡频率。实践证明：灯丝电流的改变，对振荡频率的影响较大，而屏极电源电压的改变，对振荡频率的影响较小。下面举出几种稳定频率的方法。

1. 减小电子管参数的变化

电子管参数R_i的变化是由于电源电压的改变，因而减小这种影响的最根本办法是稳定供电电源本身。在灯丝电路中串联稳流管和在屏极电源电路中加稳压管，都可以减少灯丝电源和屏极电源电压的变化对振荡频率的影响。

2. 电阻稳频法

在电子管的屏极回路串联电阻可以使电子管内阻R_i的变化影响减小。图7—16是一个并联供电的调屏振荡器和它的等效电路。图中的反馈电压是经过反馈电阻R_β供给的，在等效电

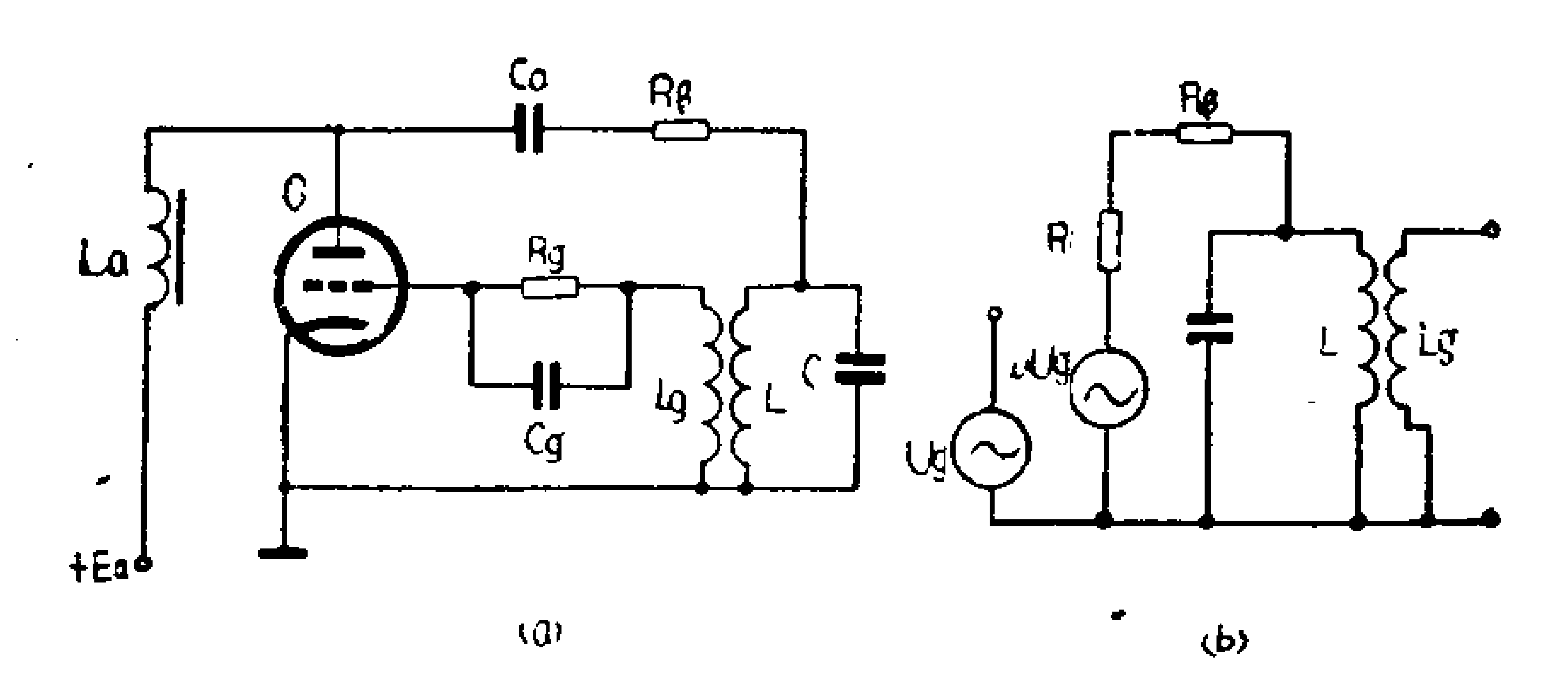


图 7—16　电阻稳频振荡器和它的等效电路

路中R_β与R_i相串联，这就相当于电子管内阻由R_i增大至（R_i+R_β），一般使$R_\beta>R_i$，这样等效内阻（R_i+R_f）随R_i的变化便不显著，使R_i对振荡频率的影响大为减小。但R_β太大时将产生过大的电压降，使反馈电压减少，因而可能停振。

3．采用负反馈

在电子管的阴极电路中串联一个阴极电阻R_K使产生电流负反馈，如图7—13中R_K就是R_3与R_4串联。R_K一方面产生部分固定的栅偏压，另一方面从第六章讨论电流负反馈时知道，电流负反馈使屏流稳定，也就是提高了电子管的内阻，即使等效内阻增大，从而减小了它对振荡回路的影响。

上述的三种稳定振荡频率的措施在一个振荡器中可以同时采用。

二、负载对振荡频率的影响

振荡器接上负载时，负载电阻R_{fz}是与电子管并联的，如图7—17所示。在它的等效电路中可以看到，电子管的等效电源两端将并联上一个负载电阻。因此当负载电阻变化时，振荡器电路又多了一个变化的因素，使振荡频率不稳定。例如载波机载频振荡器的负载是变频器，而变频器在工作时它的电阻变化是很大的，这将对振荡器产生较大的影响。一般减少负载对

振荡频率影响的方法有下面几种。

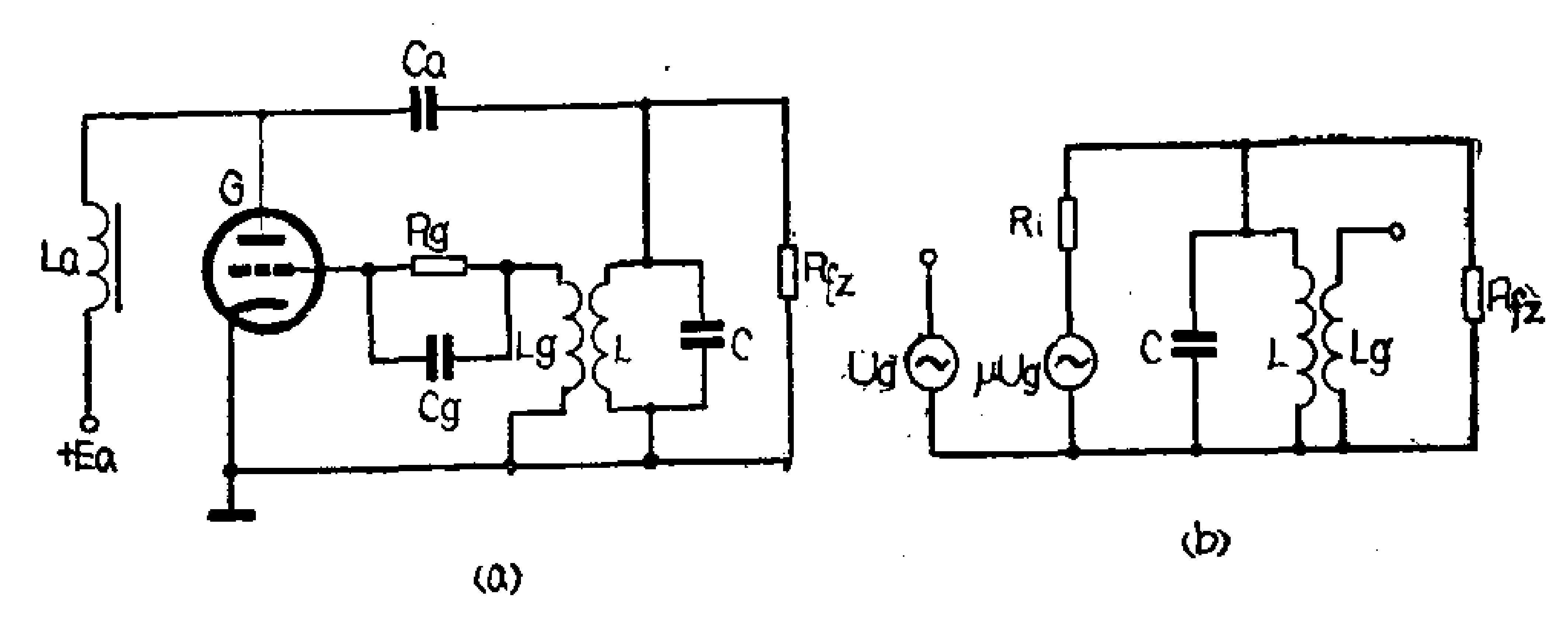


图 7—17 负载对振荡电路的影响

1. 串联电阻

从图7—17(b)的等效电路可以看出，要减少负载对振荡器的影响，要求负载电阻值愈大愈好，因此可以用一个固定电阻R_s和负载电阻R_{fz}串联，如图7—18所示。如果电阻R_s甚大于负载电阻R_{fz}，那末当R_{fz}变化时，对(R_s+R_{fz})的影响将很小。当然，这时振荡器输出到负载上的电压的幅度也要减小。

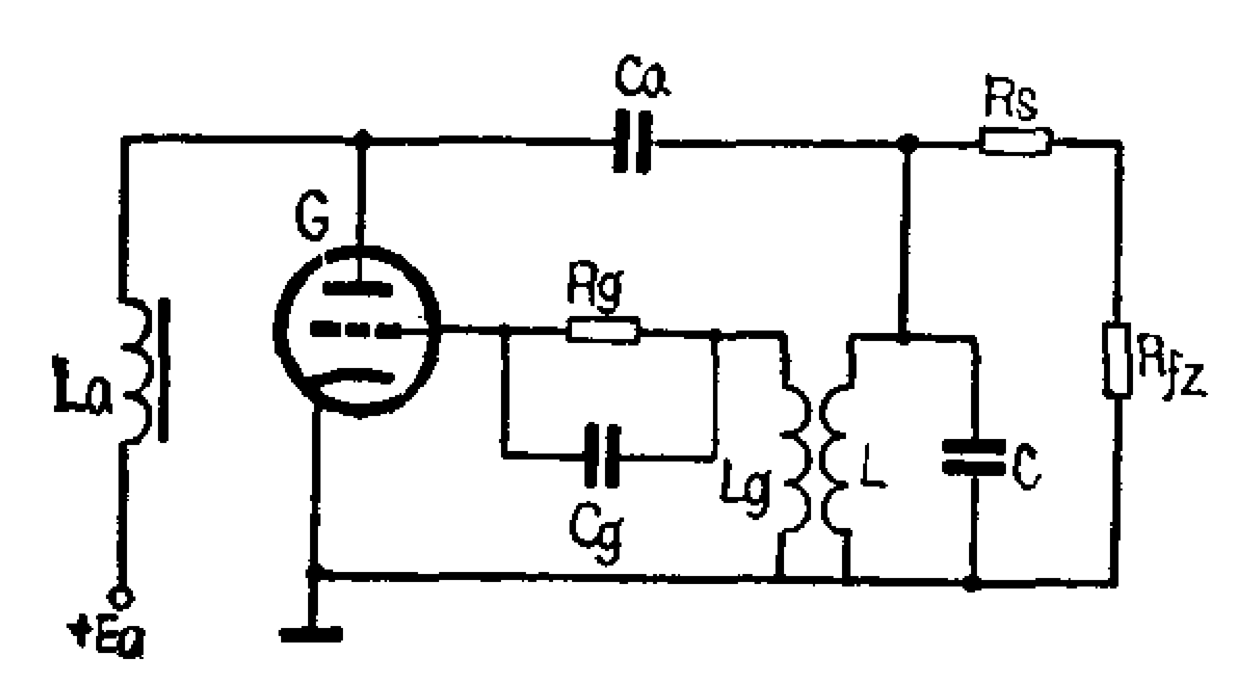


图 7—18 在负载方面串联电阻来减小负载变化对振荡频率的影响

2. 采用缓冲放大器

为了避免负载变化对振荡频率的影响，可以在振荡器之后接上一个放大器，而将负载接在放大器的输出回路，使振荡器与负载隔离起来，这个放大器称为缓冲放大器，如图7—19所示。通常缓冲放大器工作在无栅流的状态下，它的输入阻抗很高，因而对振荡器的影响极小。

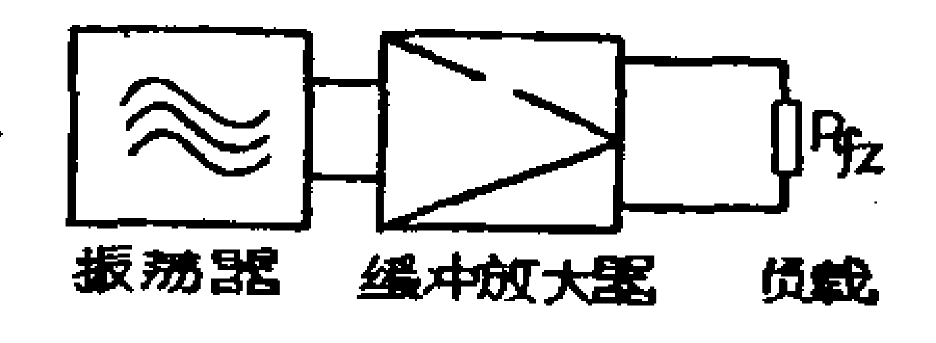


图 7—19 用缓冲放大器来稳定振荡频率的示意图

3. 采用电子耦合振荡电路

在振荡器后面接上缓冲放大器可以避免负载对振荡器的影响，但需要多用一个电子管。有时缓冲放大器与振荡器利用一个五极管合并成一个整体组成电子耦合振荡器。如图 7—20 的电路是利用五极管的阴极、栅极和帘栅极接成一个电感三点式振荡回路，而屏极专作放大输出。在阴极、栅极和帘栅极构成的三极管振荡器中帘栅极起到屏极的作用，因为帘栅极旁路电容器 C_{g2} 的容量较大，所以帘栅极对交流来说是接地的，也就是接在振荡回路的接地端。振荡以后，在栅极回路就有振荡电压，此电压经过放大后从屏极输出到负载上去。

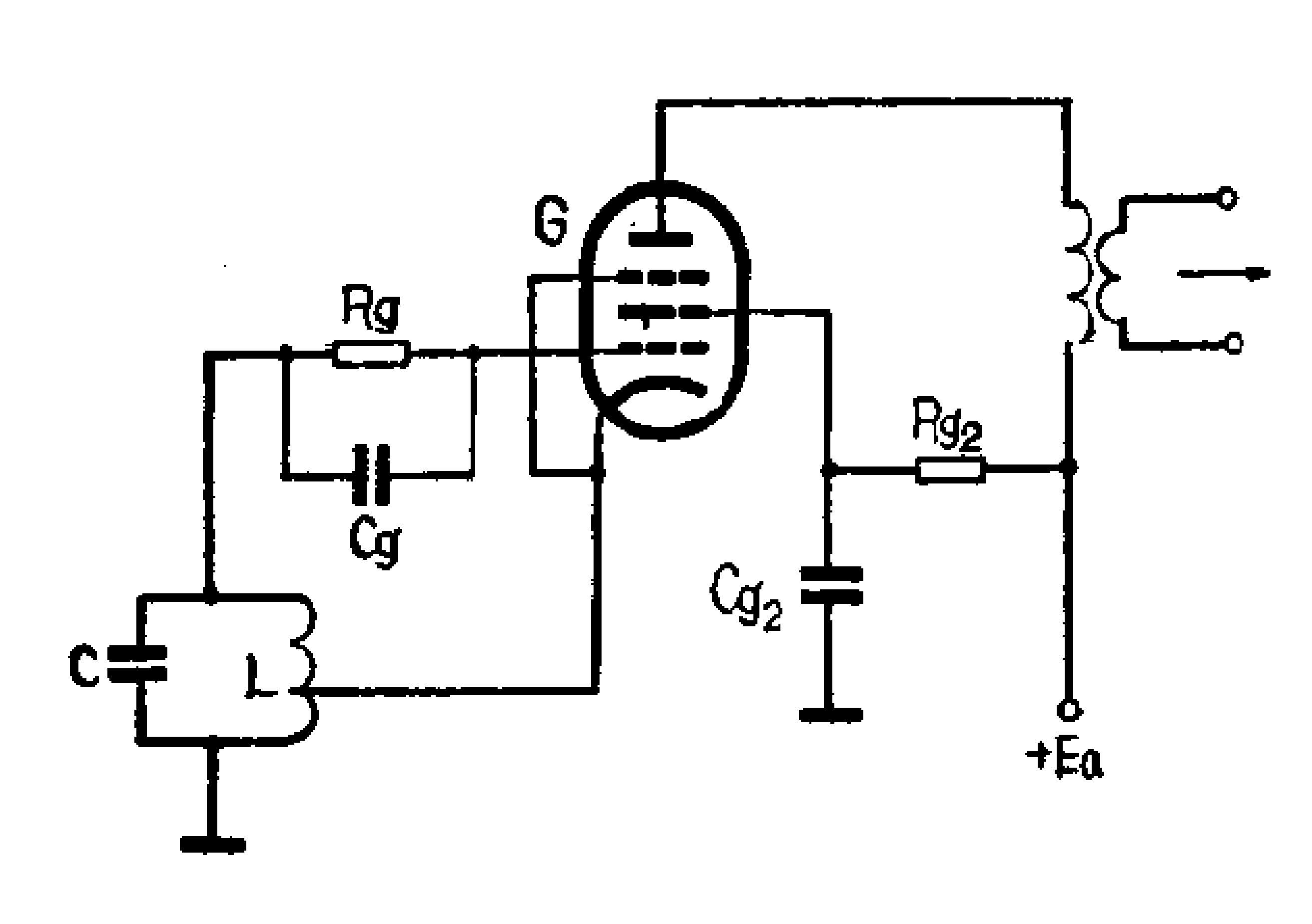


图 7—20　电子耦合振荡器

由于振荡器与输出回路之间依赖电子来耦合，这种电路就称为电子耦合振荡器，它的负载与振荡器之间没有直接的联系，所以负载变动不会影响到振荡频率。

三、振荡回路参数对振荡频率的影响

在各种形式的振荡器中，振荡频率主要是由振荡回路参数 L 和 C 来决定，当 L、C 的数值发生变化时，对振荡频率的影响是比较大的。在许多因素中，温度是影响振荡回路参数变化的极为重要的一个，某些元件（例如铁磁材料作成的电感），其温度系数很大，因而受温度影响更为显著。另外湿度、机械振动等也会引起参数 L、C 的不稳，因此在装制时，应尽量使振荡回路远离热源（如电子管、电源变压器等）或采用恒温设备、振荡回路元件应密封并加以屏蔽。另外焊接和安装要牢

固，振荡器中也不要采用易于吸收水分的材料。

为了减小温度变化的影响，还要从材料选择方面设法保证元件本身对温度的稳定性，如采用温度系数小的元件等。如果振荡回路的电感量L随温度上升而增加，就可以选用具有负温度系数材料做成的电容器（如某些陶瓷电容器）来加以补偿。

第七节　石英晶体振荡器

在十二路以上的载波电话机中，对振荡器频率稳定度的要求是十分高的，例如十二路载波电话对 150 千赫的频率允许偏差在10赫以下，即稳定度要求应该是

$$\frac{\Delta f}{f}=\frac{10}{150\times10^{3}}\leqslant6\times10^{-5}$$

实践证明，LC 振荡器虽然采取了上一节所述的各种稳定振荡频率的措施，还未能达到上述要求。但如果采用石英晶体振荡器，就可以做到对1000千赫的频率偏差在 1 赫以下，即稳定度为

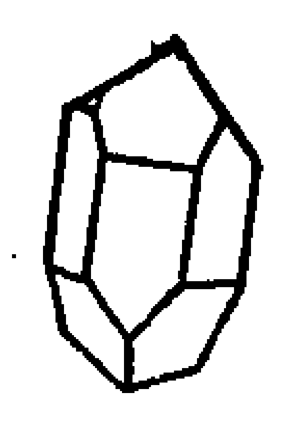
$$\frac{\Delta f}{f}=\frac{1}{1000\times10^{3}}\leqslant10^{-6}$$

可见它的稳定度是十分高的。所以在多路载波电话终端机的载频供给系统中，它的主振器要使用石英晶体振荡器。

一、石英晶体的压电效应

为什么石英晶体振荡器的振荡频率很稳定呢？这主要是由石英晶体本身的性能来决定的。

石英是一种天然出产的矿物，化学上它是硅的氧化物(SiO_2)，它的整块形状是六角形的结晶体，如图7—21 所示。在



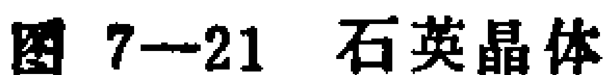


图 7—21 石英晶体

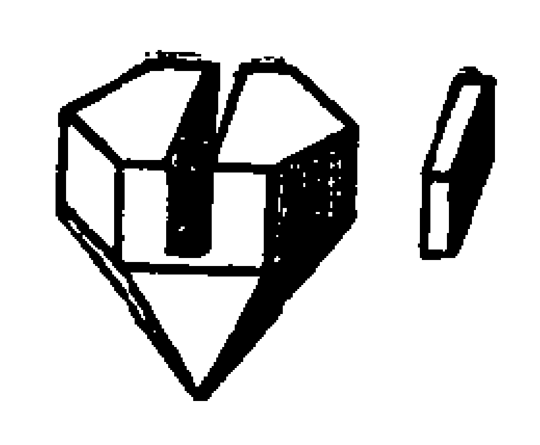


图 7—22 石英晶体的切割

通信上使用的是将石英晶体用一定的方法割切得到的石英片，如图7—22。

石英晶体的基本特性是它具有压电效应。那么，什么是压电效应呢?当石英片受到机械压力时，它的两个受压力的表面就产生电荷，如图7—23(*a*)，如果这机械力由压力变为张力，即机械力的方向改变时，则石英片两个表面也会产生电荷，不过这时上下表面所产生的电荷极性与加压力时相反，如图7—23(*b*)。同时这种现象也是可逆的，即在石英片表面加上一定极性的电压，则这石英片就会产生机械力而被压缩或膨胀，如图 7—23(*c*)、(*d*)。如果外加电压作交流变化，则这机械力亦作相应的变化，于是石英片就产生机械振动。这种机械能与电能互相转换的现象就叫做压电效应。

图 7—23 石英晶体的压电效应

二、石英谐振器和它的等效电路

为了把石英片接入电路中，通常把它放在两块金属极板之间，如图 7—24 所示，这样的装置称为石英谐振器。石英片在作机械振动时，每一块石英片都有它自己的自然振动频率，这个频率由石英片的割切方法和它的大小厚薄而定，这好象单摆的振荡频率和它的长度有关一样。一般说来，在其他条件已确

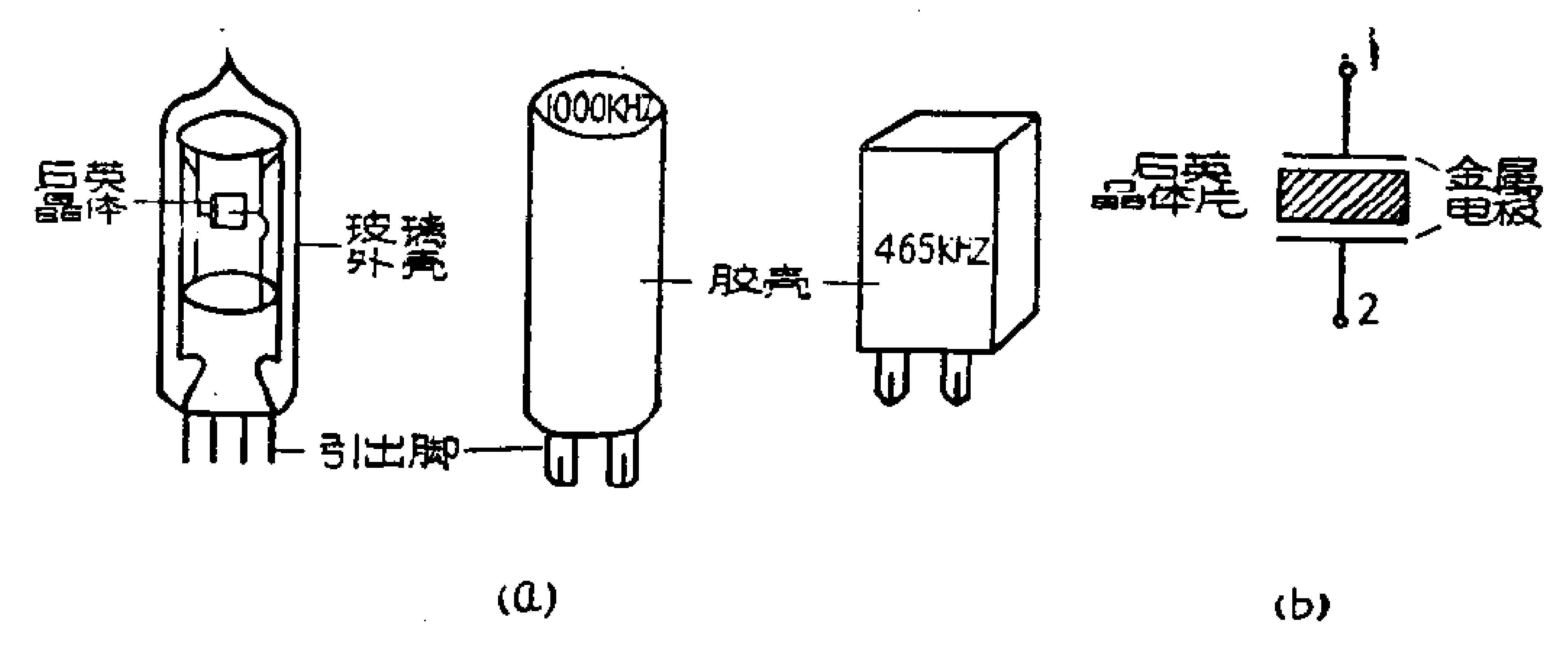


图 7—24 石英谐振器

定的情况下，石英片的长度愈长，自然振动频率就愈低。

当在石英谐振器的两电极间加上一个交流电压时，由于压电效应，石英片将要按照这个交流电压的频率而振动。如果所加电压的频率与石英片的自然振动频率相差甚远时，这种振动是很微弱的，压电效应并不显著，回路中的压电电流极小，这时石英谐振器与一个普通的电容器相当，这个电容称为石英谐振器的静态电容，以C_0来表示，如图7—25(a)。C_0的值决定于极板的面积、两极板间的距离以及石英片的介质常数。当加在石英谐振器上电压的频率与石英片的自然振动频率相同时，石英片的机械振动最强，它表面所产生的电荷也就最大，通过石英片的压电电流也最大。所以这时石英片相当于一个由R、L、C组成的串联谐振电路。这样，我们就可以把石英谐振器的电特性用一个如图7—25(b)所示的等效电路来表示。

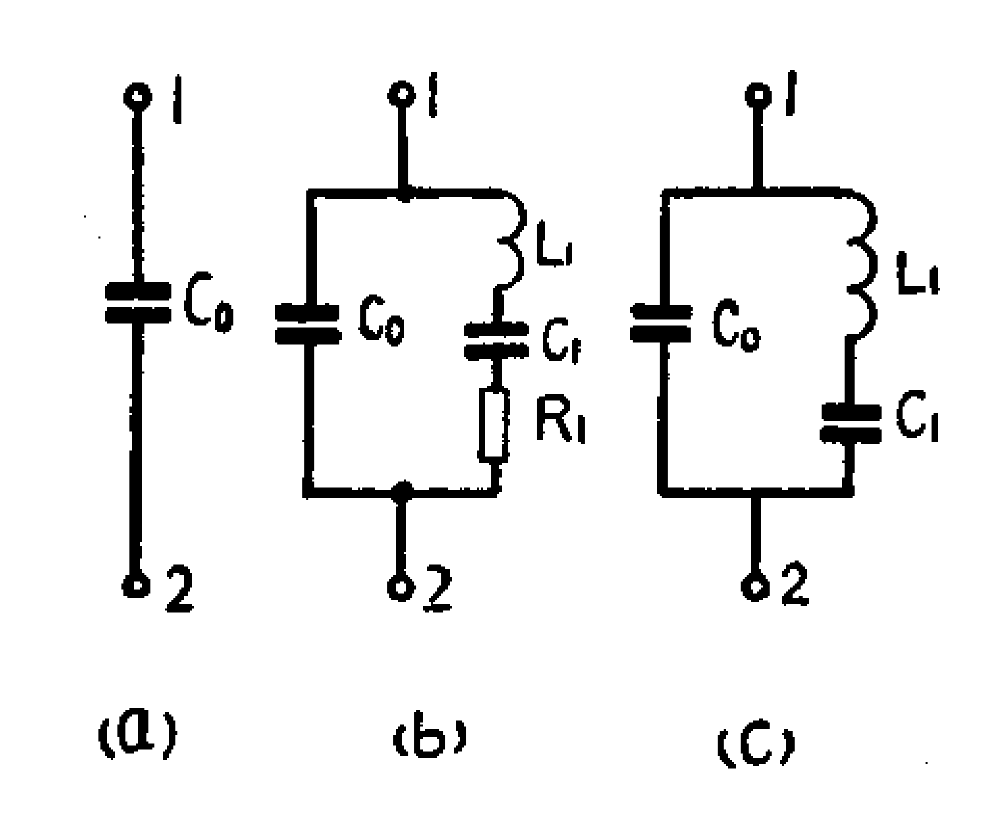


图 7—25 石英谐振器的等效电路

对于一个几何尺寸已确定且割切适当的石英谐振器，等效电路中的参数C_0、R_1、L_1和C_1的值都是确定的，这些数值远比一般LC回路稳定，这就是石英晶体振荡器振荡频率特别稳

定的原因。下面列出一个典型石英谐振器的等效电路各参数值，可以使我们对石英谐振器有一个实际的概念。

机　械　特　性	电　特　性
长＝2.75厘米	L_1＝3.3亨
宽＝3.33厘米	C_1＝0.042微微法
厚＝0.636厘米	C_0＝5.8微微法
自然谐振频率＝430千赫	R_1＝388欧

三、石英谐振器的电抗特性

由于石英谐振器的等效电路较一般 LC 回路复杂，有必要先分析它的电抗频率特性，才能了解石英晶体振荡器的工作原理。

在图 7—25(b)的等效电路中，由于R_1很小，与其电抗相比其值极微，可以略去不计，故可简化成图 7—25(c)。当频率很低时，两个支路的容抗都很大，石英谐振器两端的等效电抗性质由电容起支配作用，所以是电容性电抗，如图 7—26 中在 0 至f_1之间的频率。随着频率增加，容抗减小，感抗增加，当频率等于f_1时，L_1C_1 支路产生串联谐振，两端的电抗为零，将C_0支路短路了，所以整个等效电路的电抗也为零。当频率高于f_1时，L_1C_1支路的容抗很小而感抗很大，这个支路的等效电抗性质由电感起支配作用，变成电感性电抗。当频率等于 f_2 时，L_1C_1支路的电感性电抗与C_0支路的电容性电抗数值相等，产生并联谐振，即等效电路的电抗极大。

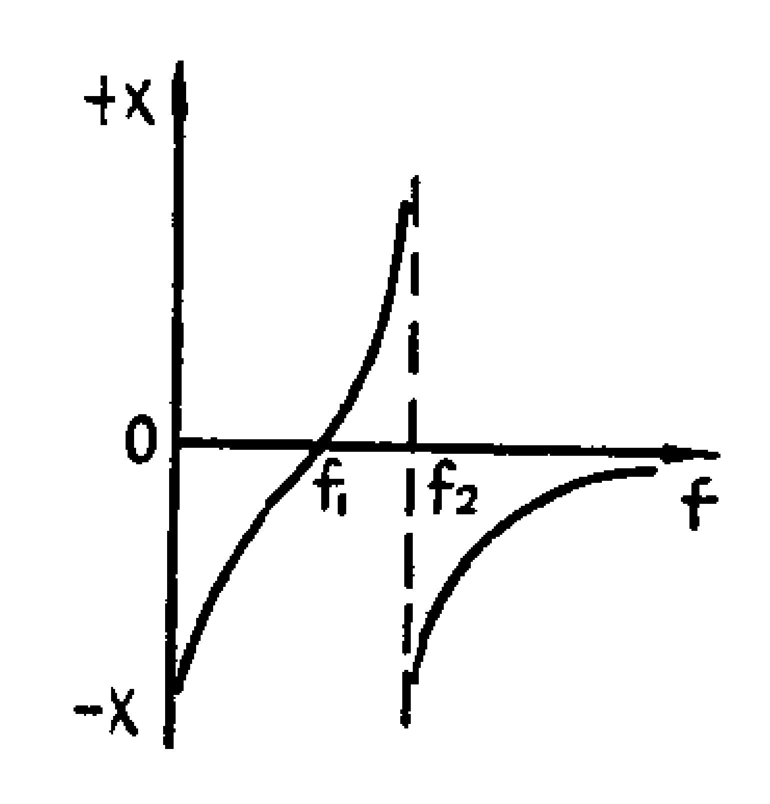


图 7—26　石英谐振器的电抗频率特性

当频率高于f_2时，L_1的感抗很大，使L_1C_1支路相当于开路，这时等效电路由C_0的容抗起支配作用，故等效电抗又变成电容性。这样就得出图 7—26 的电抗频率特性。从图中可以看出，石英谐振器具有两个谐振频率，一个是串联谐振频率f_1，另一个是并联谐振频率f_2。如果加在石英谐振器的电压的频率介于f_1和f_2之间，则等效电抗为电感性；当外加电压的频率低于f_1或高于f_2时，等效电抗为电容性。在实际使用石英谐振器作为振荡器的元件时，总是把它当作一个电感性元件来使用的，所以振荡频率也一定在f_1与f_2之间的一小段范围内。

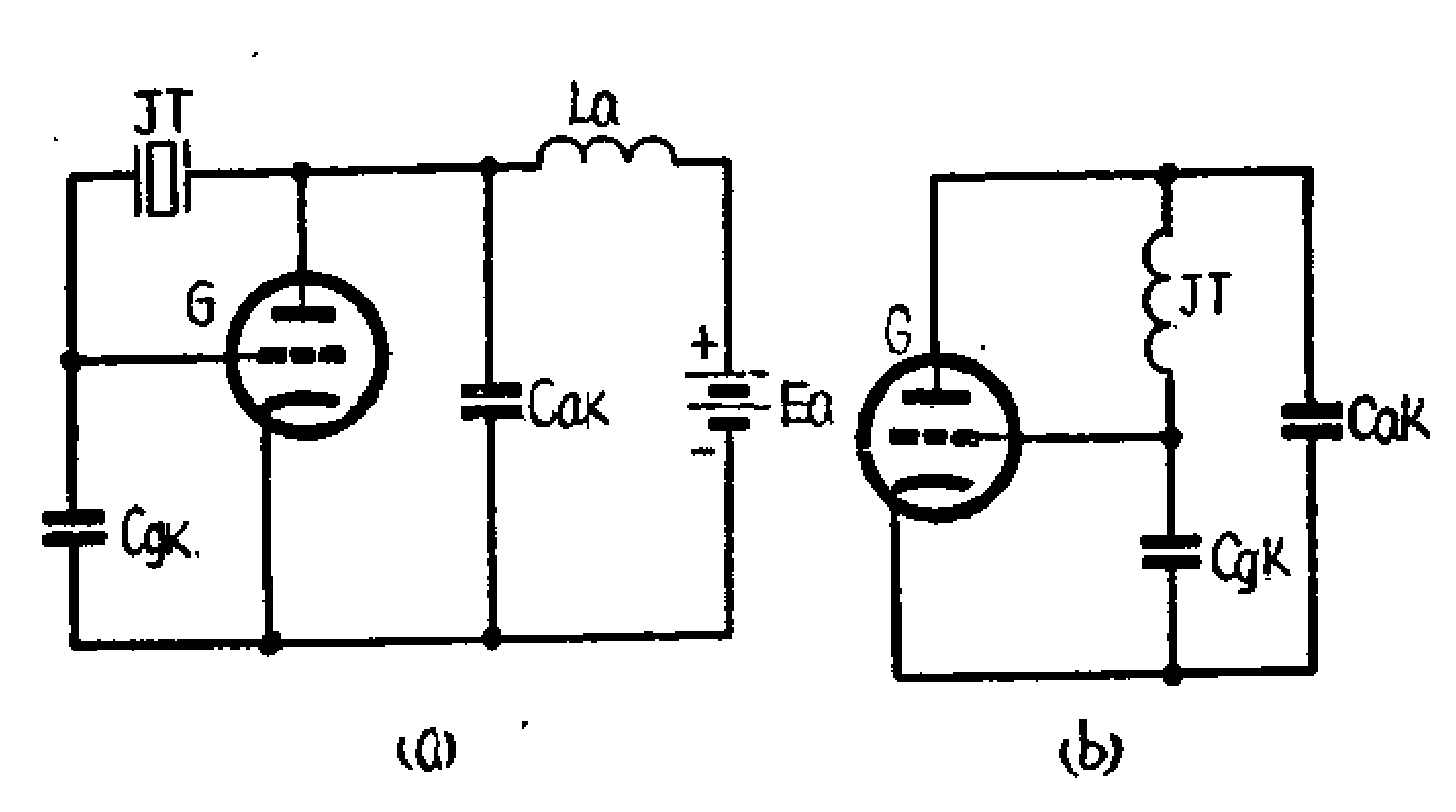


图 7—27 二端晶体振荡器电路

四、石英晶体振荡器电路

1. 二端晶体振荡器

图 7—27 是一个利用石英谐振器作振荡回路元件的振荡器电路，称为二端晶体振荡器。图中石英晶体作为一个电感元件应用在电路中，与电容C_{gK}、C_{aK}构成一个电容三点式振荡器。由于使用石英晶体作振荡回路元件，使得振荡频率非常稳定。

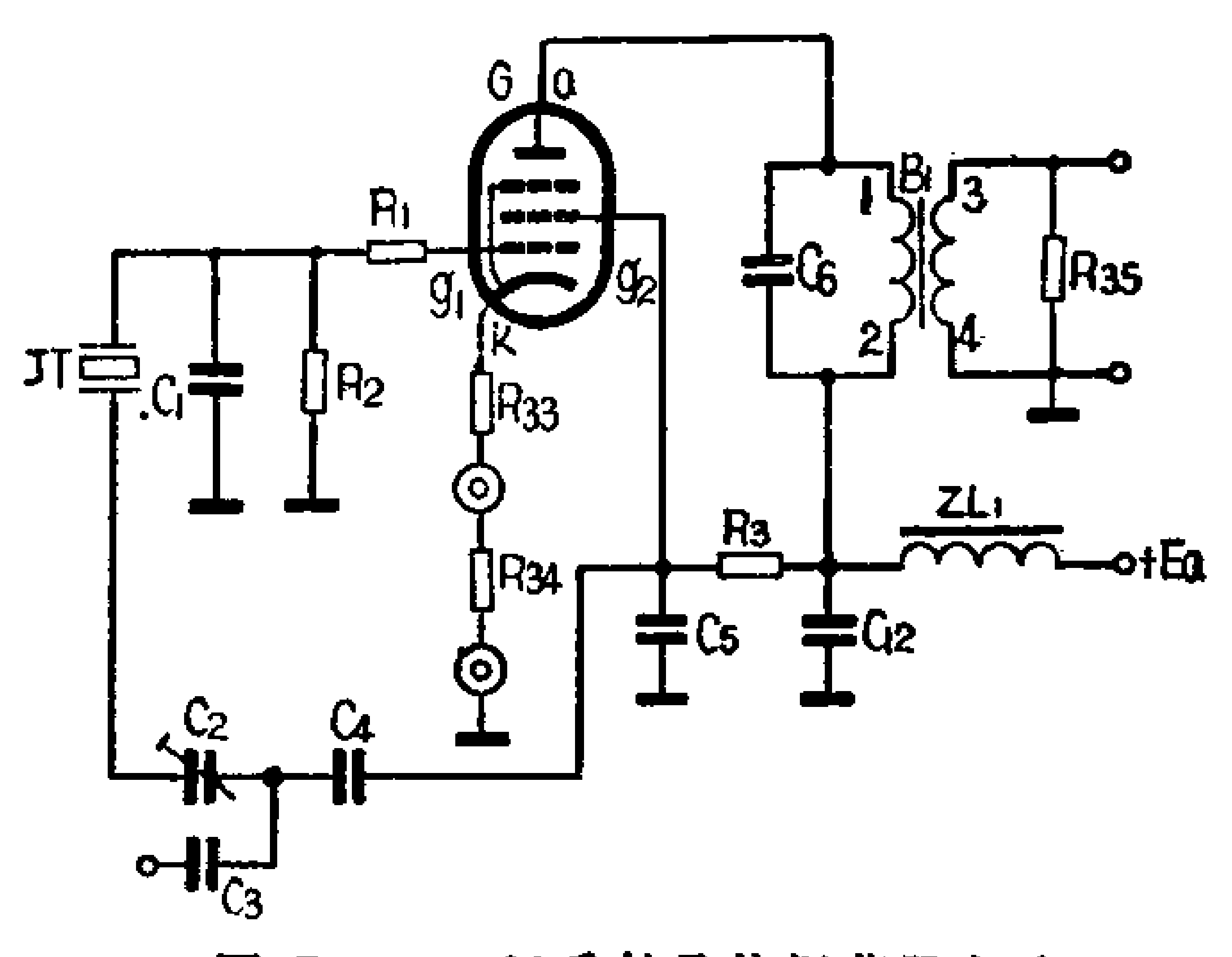


图 7—28 60千赫晶体振荡器电路

二端晶体振荡器的一个实际电路如图7—28的ZM312-3型

十二路载波机的60千赫振荡器，这个振荡器是一个电子耦合振荡器。它的振荡部分由电子管的帘栅极、栅极和阴极组成，如图 7—29(a) 所示。图中C_4是隔直流电容，C_2、C_3是微调电容，R_1是限流电阻，用以限制栅流，R_2是栅漏电阻，R_3是帘栅降压电阻，R_{33}、R_{34}是阴极电阻，这些元件和直流电源E_a对振荡条件没有影响，在分析时可以暂时不考虑。由于石英晶体作振荡回路元件时总是在感抗情况下运用，因此它相当于一个电感，这样就可以进一步简化成图 7—29(b)所示的电路，可见它是由石英晶体JT和电容C_1、C_5组成的电容三点式振荡器。微调电容C_2可以微调振荡频率，当需要将频率作较大的改变时，可以把C_3焊上，同C_2一起进行微调。

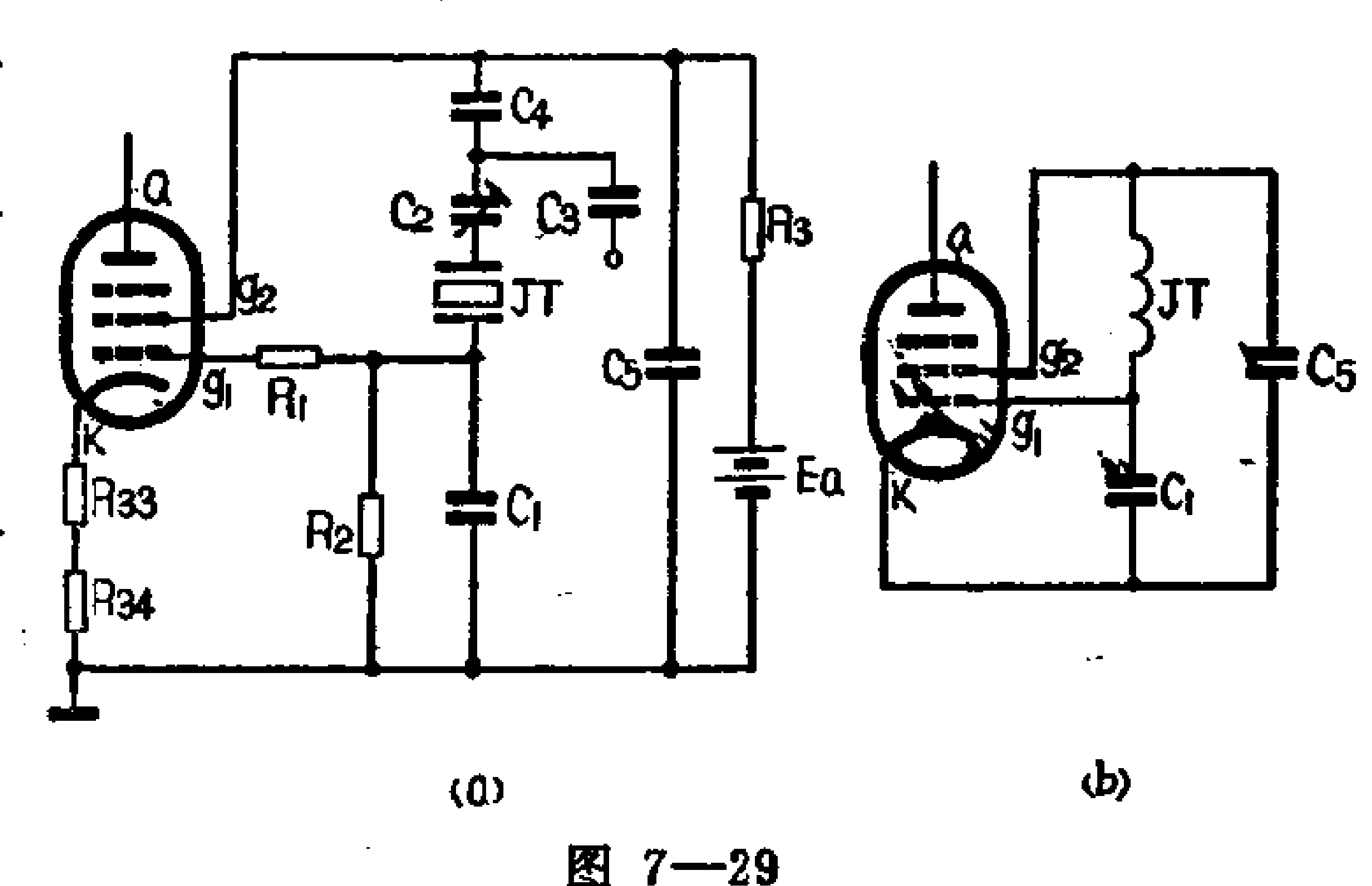


图 7—29

60千赫晶体振荡器的振荡部分和它的简化电路

当振荡器产生振荡后，电子管的栅极电压也就按着振荡电压的规律作变化，这个变化的电压经由电子管的屏极、栅极和阴极，输出变压器B_1与C_6及其他元件组成的放大器放大后，由B_1的 3—4 线圈输出，所以60千赫振荡器的全部等效电路如图7—30所示。B_1的1—2线圈与C_6组成60千赫谐振电路，对60千赫有选择作用，所以放大部分也称为调谐放大器。

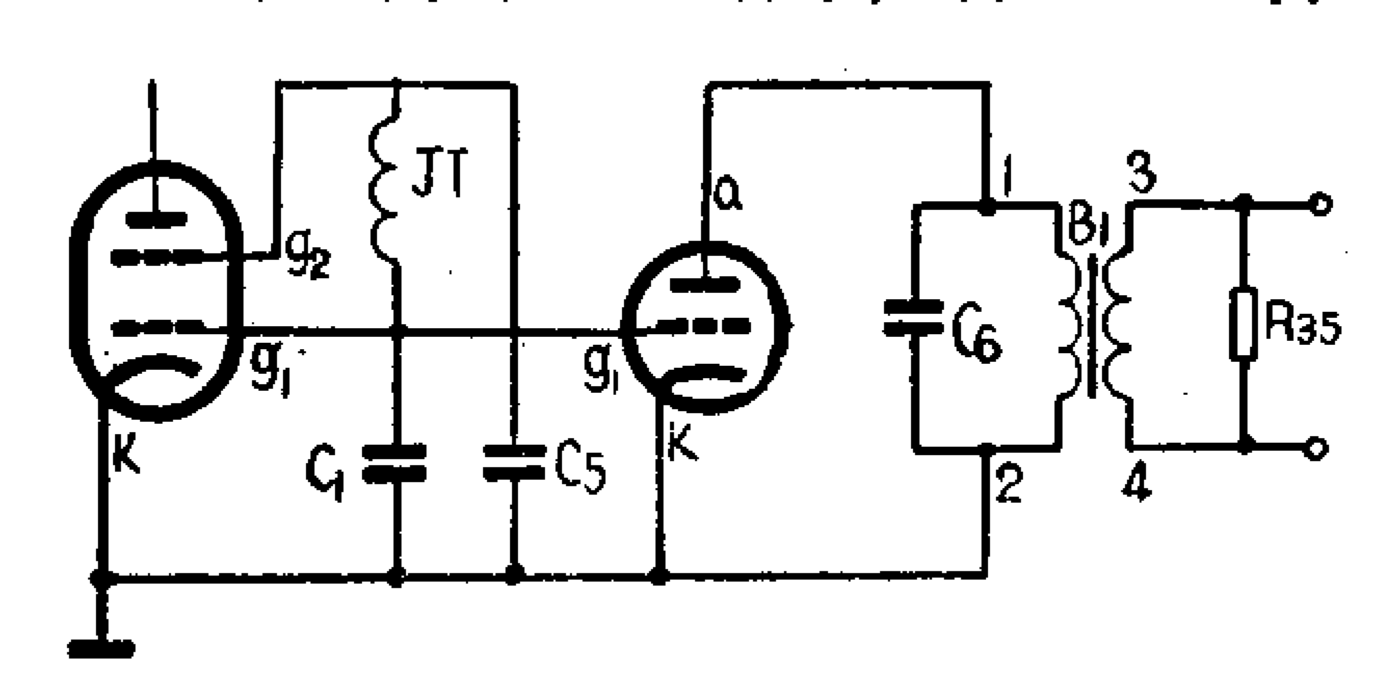


图 7—30　60千赫晶体振荡器的等效电路

2. 四端晶体振荡器

二端晶体振荡器的振荡频率较高，最低约为30千赫，最高可达数十兆赫，但有些载波机载频供给系统的主振器振荡频率较低，如 *ZM*202 型三路载波机的主振器振荡频率是9千赫，如用普通的二端晶体，将使石英片的尺寸过长，以致无法找到这样尺寸的石英晶体。因此在振荡频率较低时，就要使用四端晶体。

四端晶体的振动形式与作伸缩振动的二端晶体不同，它是作弯曲振动的。四端晶体的结构是将两片几何尺寸和形状相同的石英片，其中一片反过来，然后胶合而成。如图7—31(*a*)

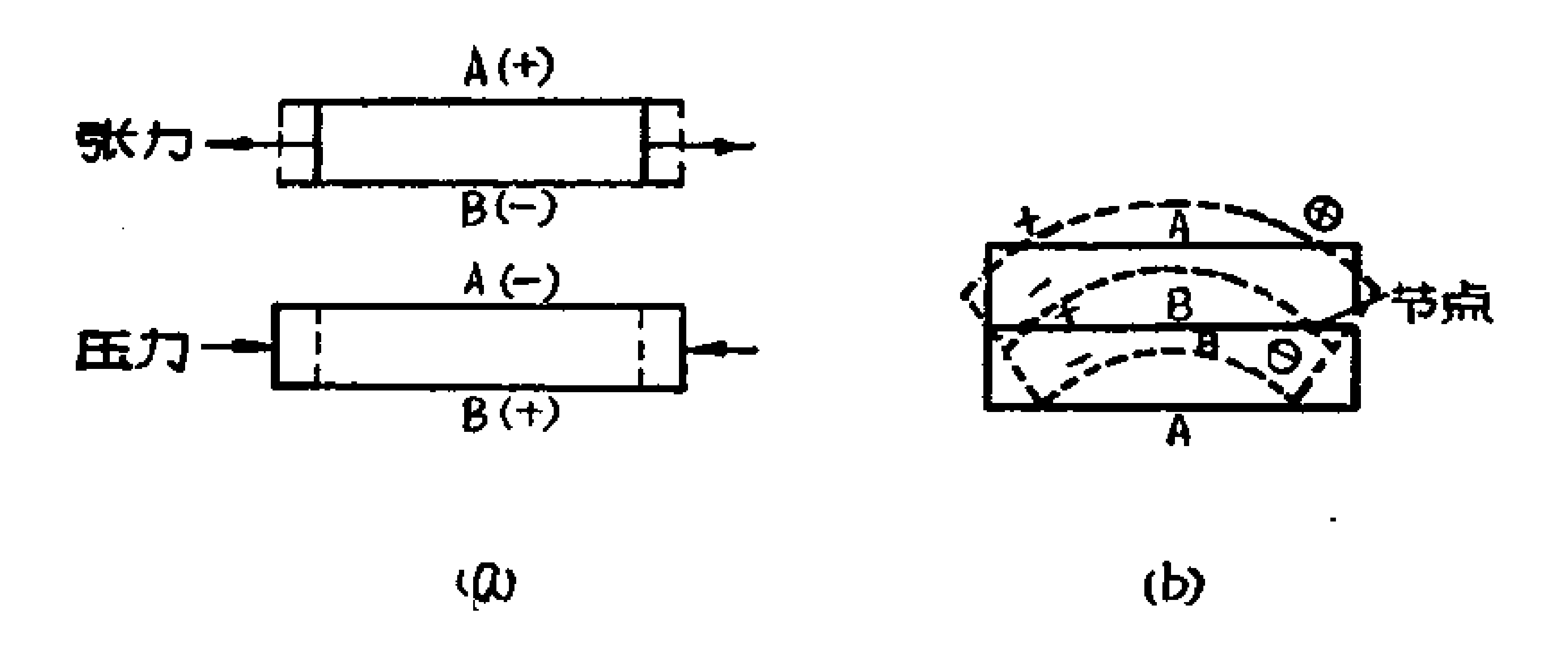


图 7—31 弯曲振动型晶体的构成

是两片相同的晶体片，当晶体片受张力时，*A*面感生正电荷，*B*面感生负电荷；受压力时，*A*面上感生负电荷而*B*面上感生正电荷。胶合时是将两晶体片的*B*面彼此密合，于是便成为图7—31(*b*)的形状。这样胶合后，原来单片晶体的压电效应与未胶合前大致相同，即当晶体片在受张力时，*A*表面感生正电荷，*B*表面感生负电荷；而在受压力时，两表面所感生的电荷刚好相反。当在合成片上的一端加上如图7—31(*b*)所示的正负极性的电压时，那么加正电压的*A*面将伸长，加负电压的*A*面将缩短，结果使晶体成弯曲状，如图7—31(*b*)中虚线所示，合成片弯曲后，在它的另一端的两个表面又感生不同极性的电

压，如图中有圈的符号。如果在合成片上引出两对电极1—2和3—4，如图7—32(*a*)，当在电极 1—2 加上交流电压，晶体便产生弯曲振动，振动的结果在电极3—4感生一个交流电压。可见晶体的两对电极1—2和3—4之间相当于一个变压器的作用，因此可以作出图 7—32(*b*)的四端晶体的等效电路，它相当于由两个自然振动频率相同的二端晶体依靠一个理想变压器耦合起来。

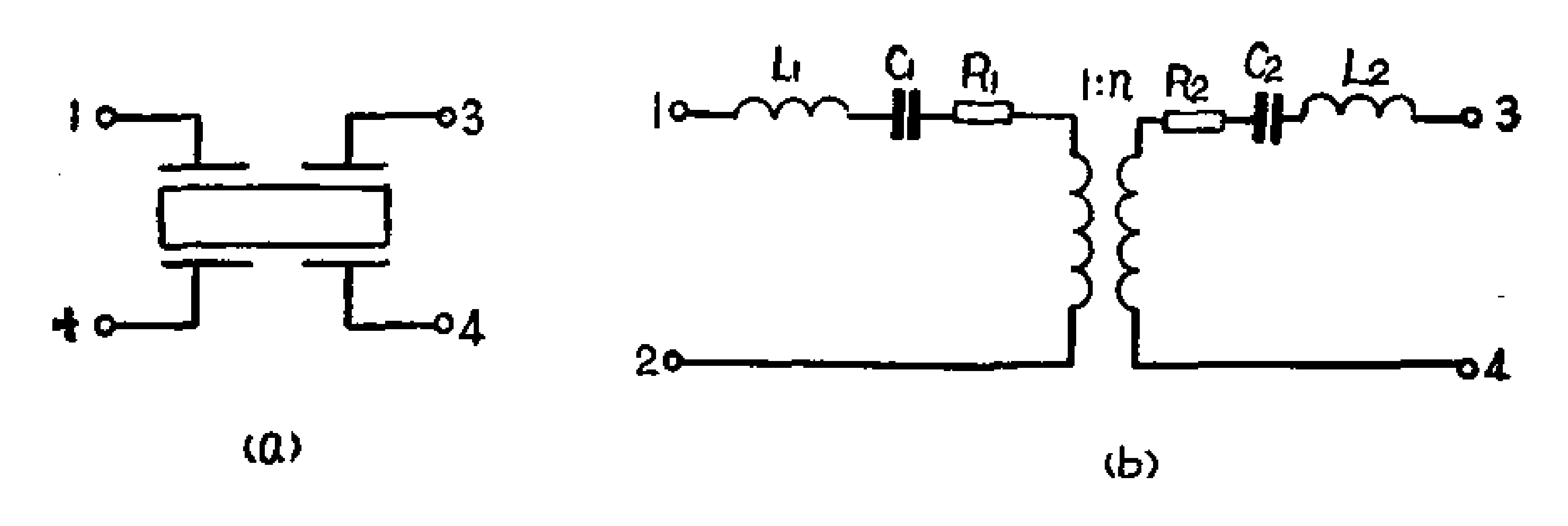


图 7—32　四端晶体的符号和等效电路

四端晶体的特点是：在自然振动频率相同的情况下，它的尺寸比其他振动形式的要小。换句话说，同样尺寸的石英片作弯曲振动时，它的自然振动频率较低，所以在低频运用时不致有尺寸过大的缺点。

四端晶体振荡器的电路如图 7—33 所示。它利用四端晶体代替 *LC* 振荡器的振荡回路和反馈网络。由上述可知，四端晶体的电极 1 和电极 3 是同名端，为了满足振荡的相位条件，反馈网络的相移应该是180°。因此电路中电极 2 接电子管屏极，电极 3 接至栅极，电极 1 和 4 连接后接地。设在某一瞬间电子管栅极电位为正阴极为负时，经放大后因电子管输出

图 7—33　四端晶体振荡器电路

与输入反相而在晶体电极上得到2端为负1端为正的电压。由此电压引起晶体作弯曲振动，由于压电效应在晶体电极上产生3端为正4端为负的电压，这电压的相位与原来栅极电压同相，即为正反馈，故满足了自激振荡的相位条件。

当环境温度的变化较显著时，石英晶体的几何尺寸将会发生变化，因而影响自然振动频率致使振荡频率发生变化。如果要求振荡频率高度稳定，可以把石英晶体放在恒温器内，以避免石英晶体受环境温度变化的影响。*ZM*312Ⅳ型十二路载波机的主振器就是采取这样的措施。

图7—34是*ZM*202型三路载波机的9千赫主振器的简化电路。它与图7—33的区别在于采用了电子耦合振荡电路，利用阴极、栅极和帘栅极及四端晶体*JT*组成晶体振荡器电路，依靠电子耦合在屏极回路输出十分稳定的9千赫正弦波电压。石英晶体*JT*采用9千赫四端晶体，石英片密封于玻璃管内，它的外形和小型七脚电子管相同，接线也按七脚电子管管脚的接法，如图7—34，晶体片两对电极的公共端已在管内连好接至管脚1，因此在图中管脚3和1是一对电极，而管脚5和1是另一对电极。设在某一瞬间电子管栅极得到一个正电压，经放大后从帘栅极输出一个负电压，这个放大后的电压经电容C_{14}加到*JT*的管脚3，由于压电效应使得管脚5得到一个负电压，而管脚1得到一个正电压，它与原来栅极上

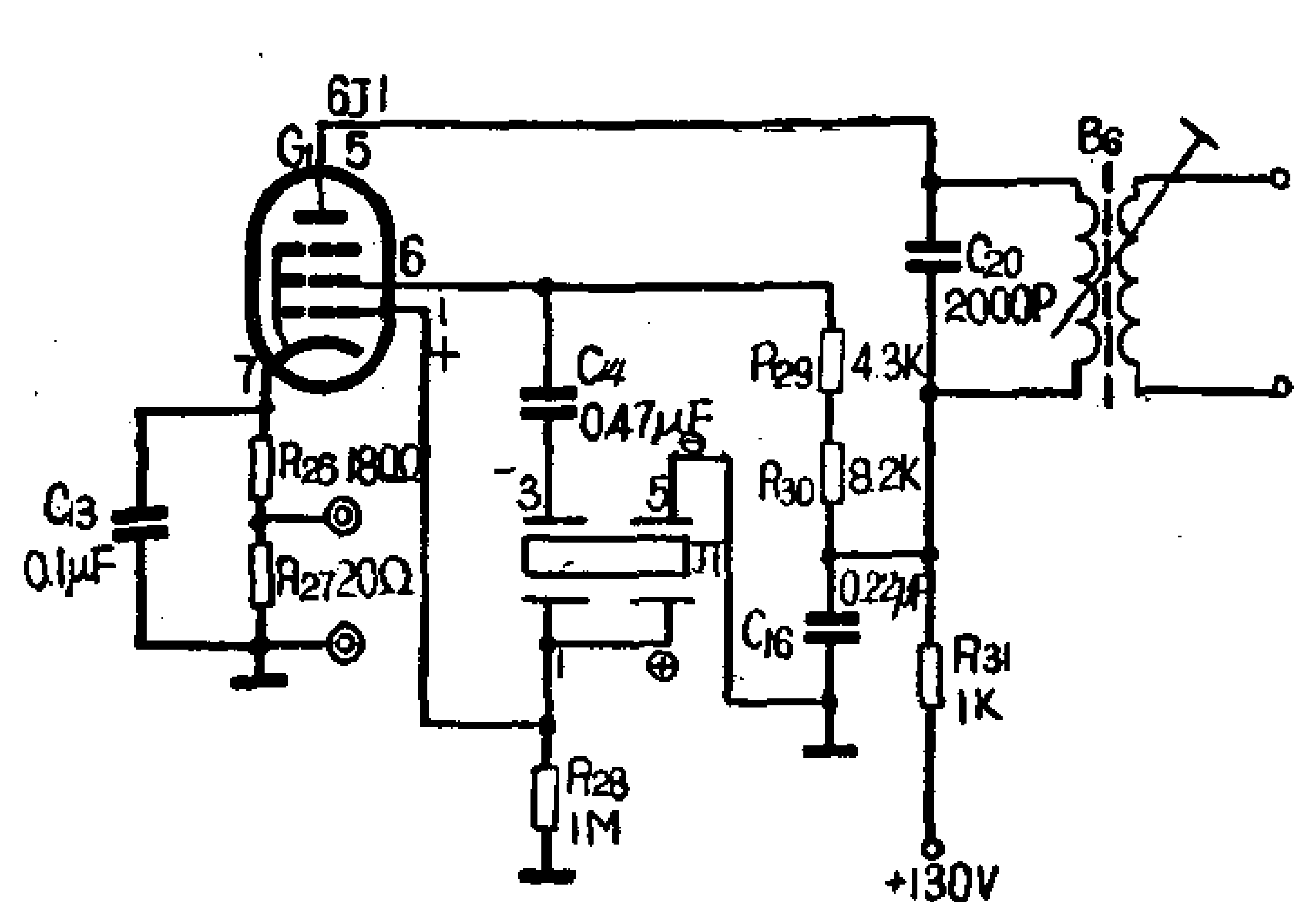


图 7—34 *ZM*202型三路载波机9千赫主振器的简化电路

的电压极性相同，满足了振荡的相位条件，因而能够维持振荡。

第八节　阻容振荡器

前面我们介绍的 LC 振荡器，它的反馈网络都是由电感 L 和电容 C 来组成的，振荡频率主要由 L、C 的值来决定。在这一节里，我们介绍另一种采用电阻 R 和电容 C 组成反馈网络的振荡器，称为阻容振荡器，或称 RC 振荡器。RC 振荡器的特点是构造简单，不需用电感，输出波形较好且振荡频率又很稳定。在通信上常用的 RC 振荡器是 RC 电桥振荡器。

RC 电桥振荡器是由两级阻容耦合放大器和一个 RC 反馈网络组成。图 7—35 是这种振荡器的方框图，它的基本电路如图 7—36所示。图中的两级阻容耦合放大器是我们所熟悉的，由于

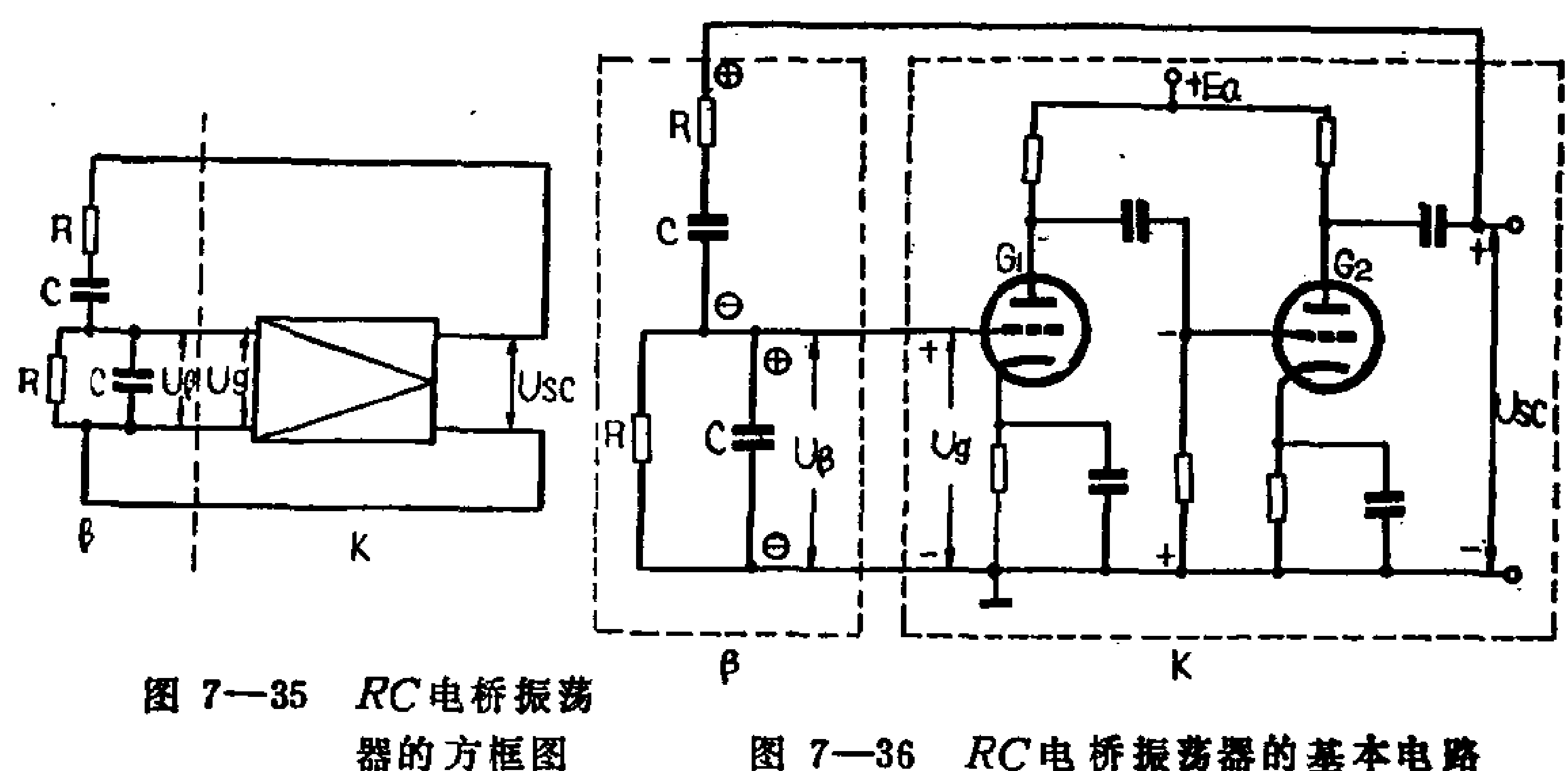


图 7—35　RC 电桥振荡器的方框图

图 7—36　RC 电桥振荡器的基本电路

采用阻容耦合，放大器具有较好的幅频特性和相频特性，即在相当宽的频率范围内放大倍数与频率无关并且相移等于360°（因为是两级放大）。图7—36中左边的反馈网络β是由 RC 串联部分和 RC 并联部分组成的分压器电路，放大器的输出电压 U_{sc} 经反馈网络分压后，将一部分电压 U_β 反馈到放大器的输入回路。

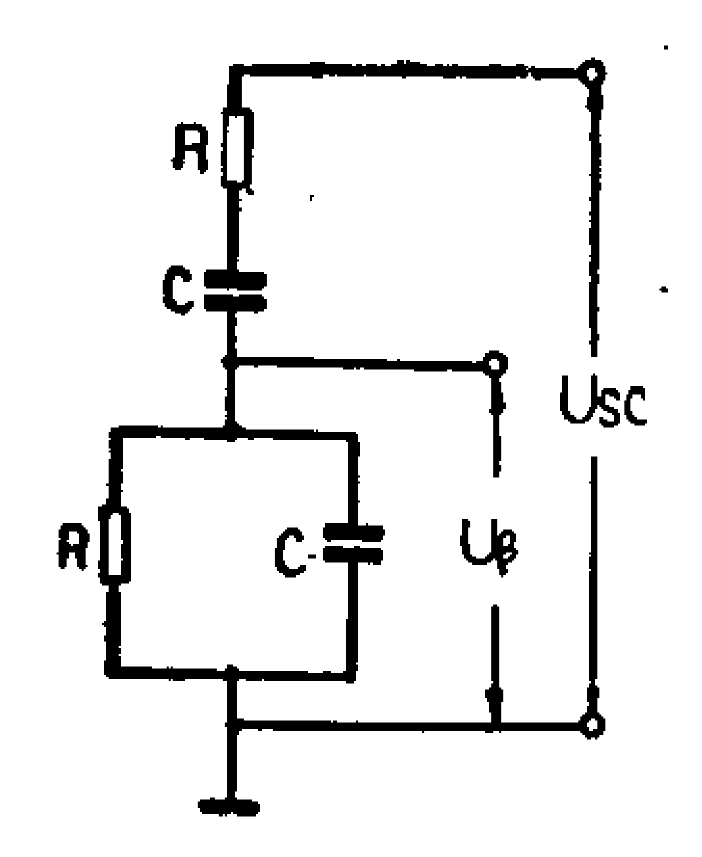


图 7—37 RC反馈网络

现在我们来看一下这样的反馈网络具有什么性能。由于电路中采用了电容这样的电抗元件，它的输出电压幅度便随着输入电压的频率改变而变化。在这里反馈网络的输入电压是放大器的输出电压U_{sc}，而输出电压就是反馈电压U_β，如图7—37所示。设U_{sc}的幅度保持不变，当频率很低时，电容C的容抗$X_c=\frac{1}{2\pi fC}$很大，这时并联部分的电容看作开路，阻抗基本上等于电阻R，串联部分的阻抗很大，其降压作用就大，所以此时U_β很小，并且频率愈低U_β愈小；当频率很高时，容抗X_c很小，这时并联部分的阻抗很小，串联部分的阻抗基本上等于R，所以U_{sc}经电阻R降压后所得到的U_β还是很小，并且频率愈高U_β愈小。由此看来，必定在频率为某一个中间值时，U_β将有可能为最大，所以这样的网络具有选频的特性，也称为选频网络。实践证明，当频率$f=\frac{1}{2\pi RC}$时，反馈电压U_β最大，而频率低于或高于这个频率时，U_β都很小。

其次我们再来看看反馈网络的相移。当频率$f=\frac{1}{2\pi RC}$时，电容C的阻抗值$X_c=\frac{1}{2\pi fc}=R$，为纯电阻性，这时反馈网络的相移为零；如果频率小于或大于$\frac{1}{2\pi RC}$时X_c都与C有关，相移都不会等于零。

综上所述，这样的RC反馈网络当频率$f=\frac{1}{2\pi RC}$时，反馈电压U_β为最大，同时U_β与U_{sc}之间的相移为零。我们利用具有这样性能的电路来作为两级RC耦合放大器的反馈网络时，就能够满足正反馈的相位条件，因为两级RC耦合放大器的相移是360°，而反馈网络的相移为零，就可以在图7—36的电路

中定出各部分电压的瞬时极性。从图上可以看出，$\dot{U}_{sc}$经反馈网络分压后得到的反馈电压U_β与原来栅极上的电压U_g同相，与此同时，当频率$f=\frac{1}{2\pi RC}$时U_β为最大，容易满足产生振荡的振幅条件。所以RC电桥振荡器的振荡频率就是

$$f=\frac{1}{2\pi RC} \tag{7—8}$$

式中R的单位是欧，C的单位是法，f的单位是赫。改变振荡器的振荡频率时，可以改变R或C，但要注意串联部分和并联部分要同时改变，因此实用上这种振荡器是使用双连电容器或双连电位器来调整振荡频率的。

通常为了使RC电桥振荡器工作稳定且输出波形良好起见，在它的放大器部分还引入了负反馈。电路如图 7—38 所示，在第一级放大中增加了由$R_{\beta 1}$和$R_{\beta 2}$组成的负反馈电路，负反馈电压U'_β是U_{sc}经$R_{\beta 1}$降压后在$R_{\beta 2}$两端取得的。这个负反馈电路的接法与上述的选频网络不同，$R_{\beta 2}$是接在电子管的阴极回路，从图上所定出的各部分电压的瞬时极性可以看出是负反馈。由于电路中有两级放大，总的放大倍数已相当大，虽然引入了负反馈而使放大倍数有所下降，振荡的振幅条件一般仍能满足。引入负反馈后，可以使振荡幅度比较稳定，不随运用情况而改变(例如屏极电源电压的波动、电子管的老化等)而产生显著的变化。在实际电路中，$R_{\beta 2}$是一个钨丝灯泡，这种灯泡的阻值

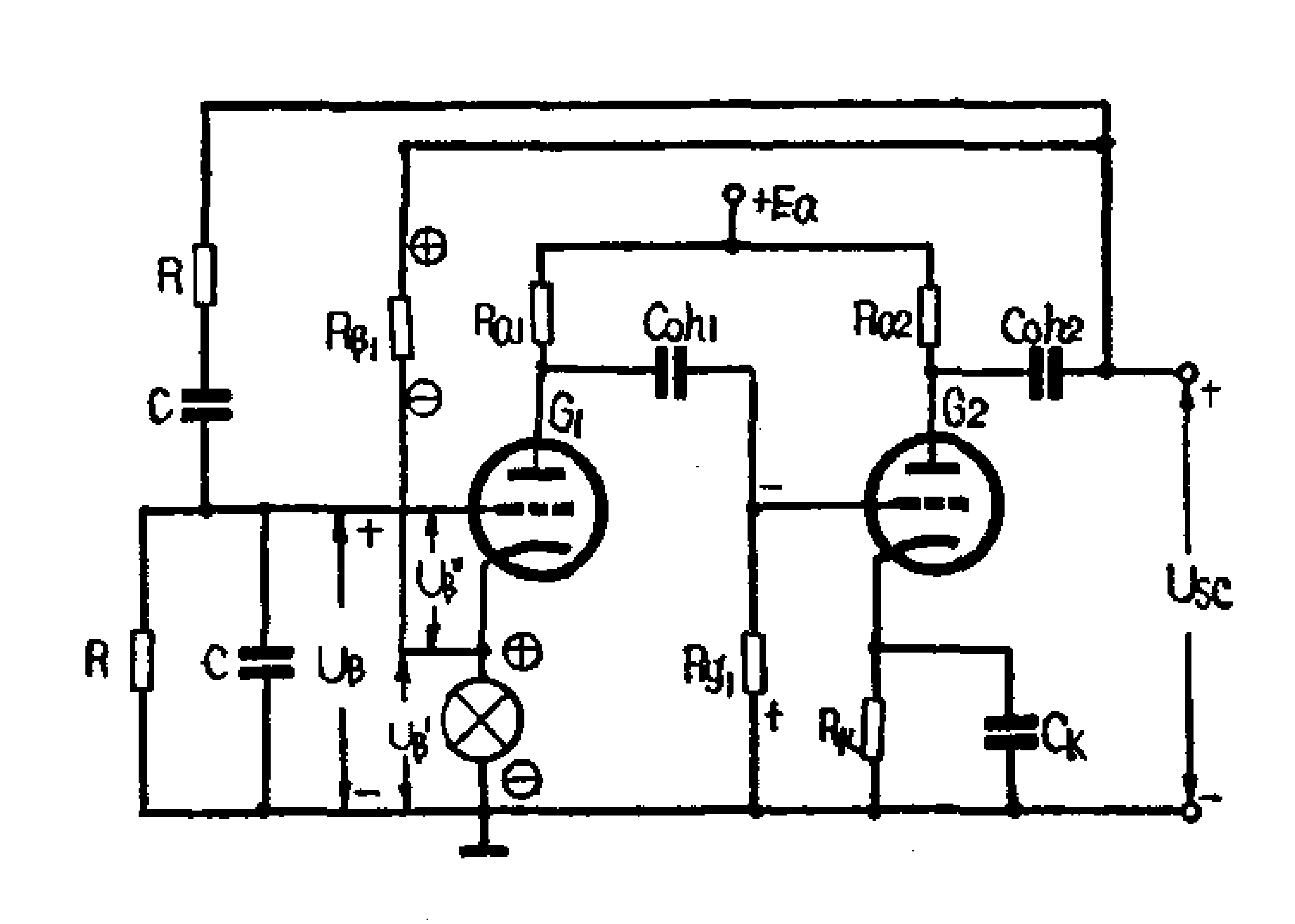


图 7—38　引入负反馈电路的RC电桥振荡器

与通过它的电流的有效值有关，亦即阻值将随振荡幅度而变。如果振荡幅度增大，则 $R_{\beta 2}$ 中的电流将增加，它的电阻值变大（即具有正的温度系数），因而使 $R_{\beta 1}$ 的降压减小，负反馈电压 U'_{β} 增大，放大倍数随着减小，所以能得到自动限制振荡幅度的作用。

由于这种振荡器中的正反馈和负反馈网络构成了一个电桥电路，如图 7—39 所示。输出电压 U_{sc}和反馈电压 U''_{β}（它等于正反馈电压U_{β}和负反馈电压 U'_{β} 之和）分别接在电桥的两个对角线上，因此称为RC电桥振荡器。

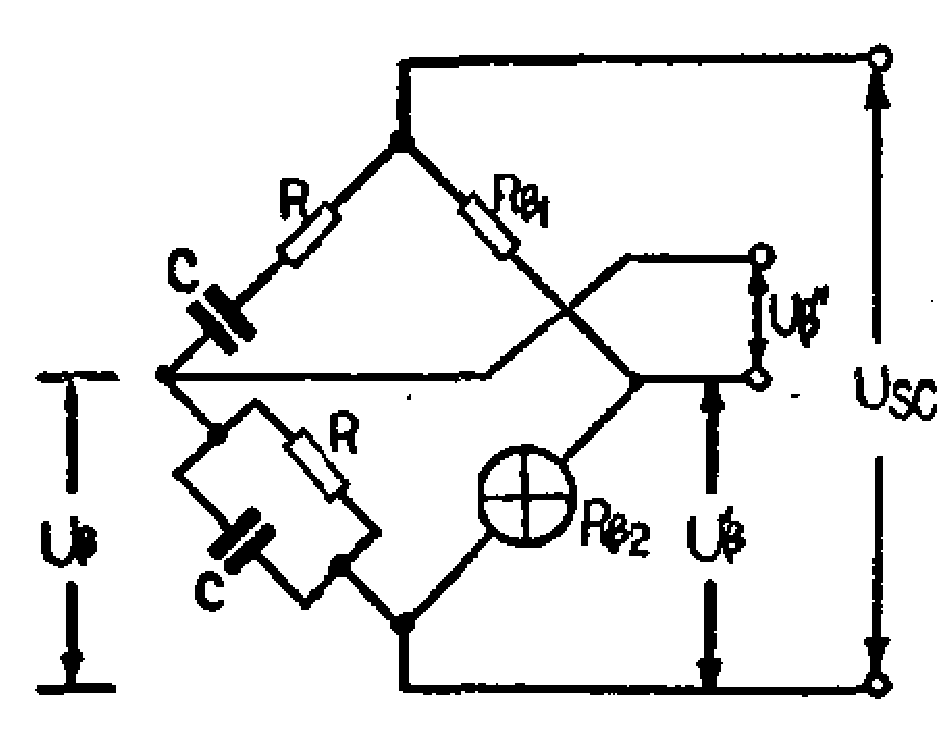


图 7—39　RC电桥电路

RC电桥振荡器在通信上多用在测试仪器中。例如测试用的载频振荡器和音频信号发生器的振荡部分，都是采用这种形式的电路。

图7—40是515A型音频振荡器的振荡部分电路图。它的振荡频率范围较宽，从20Hz至200KHz、因此分成20～200Hz、

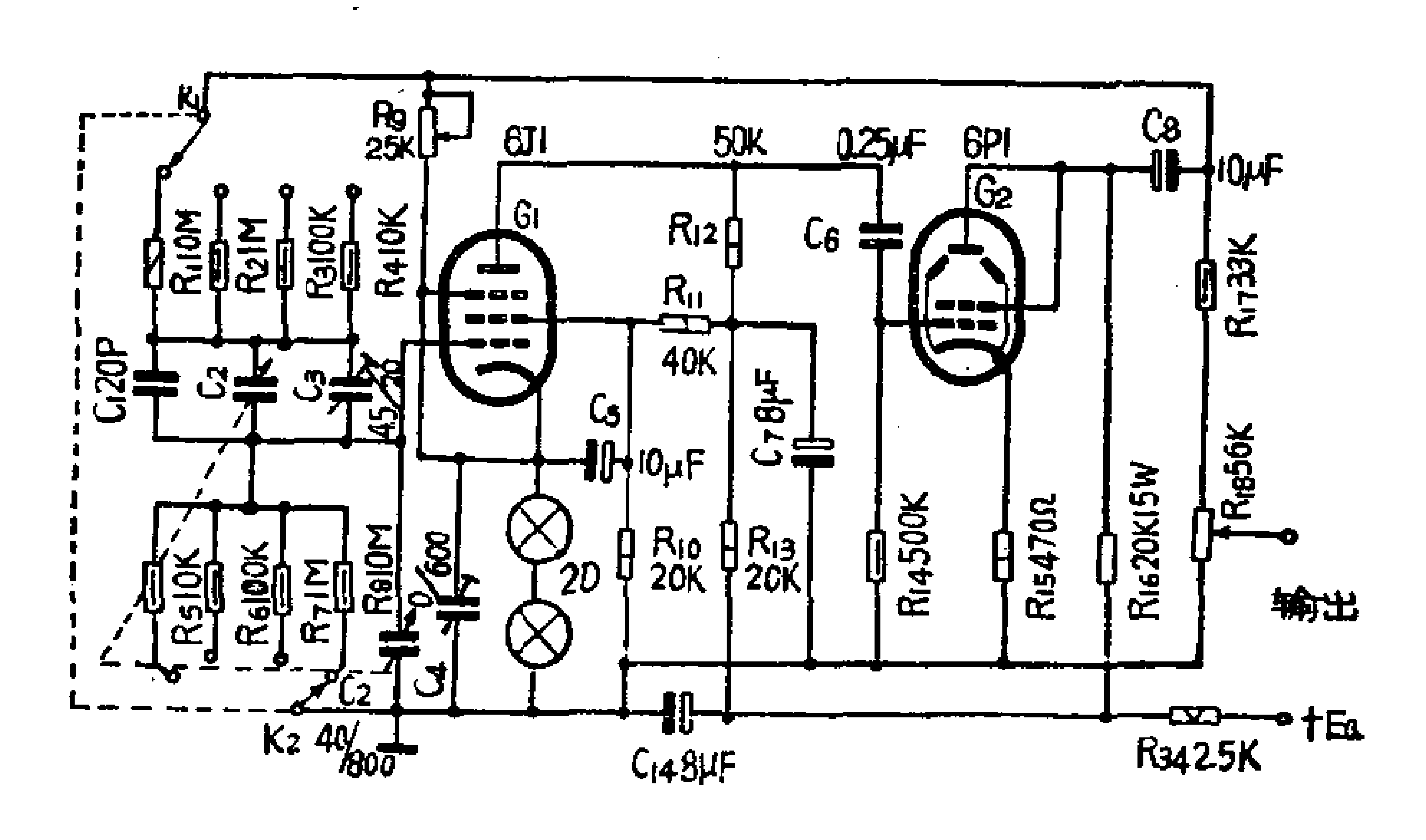


图 7—40　515A型音频振荡器的部分电路

200～2000Hz、2～20KHz和20～200KHz四个频段，选频网络通过频段选择开关K_1、K_2改变电阻值来改变频段，而在各个频段中共用一个双连可变电容器C_2得到连续可变的振荡频率。从图7—37可以看出，RC选频网络的对地杂散电容量在并联部分较串联部分大，为了使串联部分的电容量等于并联部分的电容量，在串联部分的电容器上并联着电容C_1和C_3。

第一级放大G_1用五极管6J1。为了更好地稳定振荡电路的输出电压幅度，G_1接有由R_9和ZD组成的负反馈电路，ZD是一个具有正温度系数的钨丝灯，它的作用前面已有说明。R_{12}、R_{14}、C_6是耦合元件，R_{10}、R_{11}、C_5是帘栅极供电电路，R_{13}、R_{34}、C_7、C_{14}是去耦滤波电路。

第二级放大G_2由束射管6P1接成三极管使用。在它的阴极电阻R_{15}上没有旁路电容器，因此有电流负反馈。R_{16}是屏极负载电阻，输出经C_8、R_{17}、R_{18}耦合到音频振荡器的下一部分(功率放大器)，R_{18}是一个电位器，用以调节振荡输出幅度的大小。

振荡部分的输出幅度较小，为了满足各种测试的需要，还要再经过功率放大，此外仪器中还有一些必要的附属设备如电源整流器、输出衰耗器和输出指示器等，完整的515A型音频振荡器的方框图见图7—41。

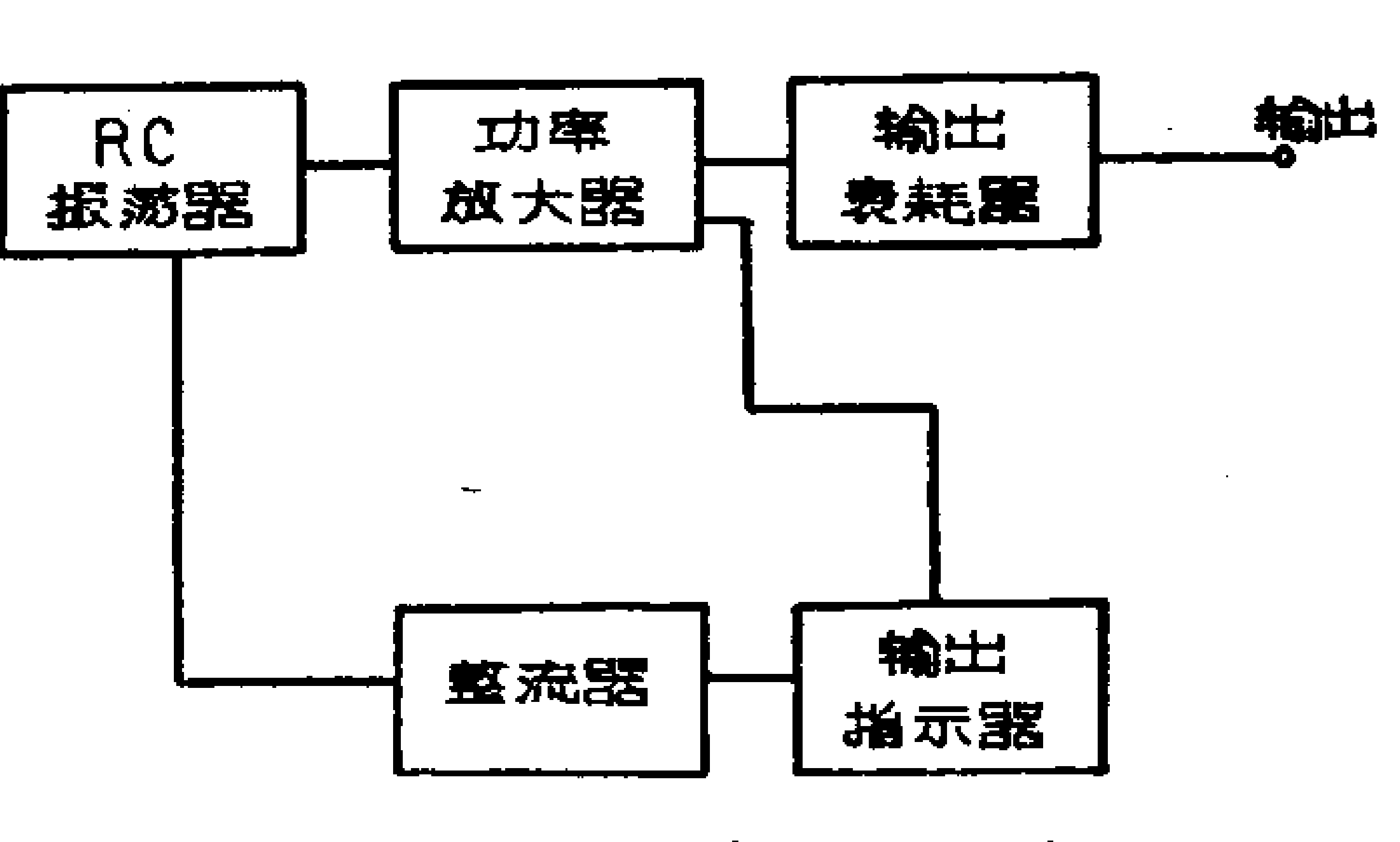


图 7—41　515A型音频振荡器方框图

本 章 小 结

本章讨论的*LC*、*RC*及利用石英晶体组成的自激振荡器，都是用来产生连续的正弦波信号。振荡器实际上是一个能量转换装置，将直流电源转换为一定频率和幅度的正弦波，它是不依赖外界的控制(例如信号控制)而完成转换作用的。

自激振荡要同时满足相位条件和振幅条件才能产生、并连续不断地振荡。相位条件就是要满足正反馈，振幅条件就是要满足反馈到输入端的信号应不小于前一次的信号。

*LC*振荡器中广泛采用栅漏偏压，栅偏压的取得是在振荡后栅极回路中有了栅流，使栅漏电阻R_g上产生电压降而得到的。采用这种方法除了起振容易外，还有自动调节振荡幅度的优点。振荡器屏极电源供给有串联供电和并联供电两种。

常用的*LC*振荡器有调屏振荡器、电感三点式振荡器和电容三点式振荡器等几种。

在振荡器中，电子管参数的变化以及振荡回路参数的变化都会影响振荡频率的稳定。为了稳定振荡频率，除了设法消除电子管参数和振荡回路参数变化外，往往还采用串联电阻、引入负反馈、用缓冲放大器或采用电子耦合振荡电路等措施。

石英晶体具有压电效应，而且压电效应是可逆的，故可用作振荡元件。石英晶体如割切适当，它的等效参数可以做得十分稳定。通常石英晶体在振荡器电路中是作为电感元件使用的。

*RC*振荡器是利用具有选频性能的*RC*网络来取得反馈的，它常用在测试仪器中作为可变频率的振荡器。

习 题 与 思 考 题

1. 电子管振荡器和放大器有什么不同？

2. 振荡器维持振荡的条件是什么？为什么说必须同时满足两个条件才能振荡，只满足一个不能振荡？

3. 有一个调屏振荡器，振荡频率是1千赫，现要改变电容量使振荡频率变为500赫，其余条件不变，这时要增加电容量还是减少电容量？设原来振荡回路的电容量是0.02微法，频率改变后的电容量应该是多少？

4. 如果在采用栅漏偏压的振荡器中，它的屏流读数突然增加，这是什么原因，为什么？

5. 在振荡器电路中，如果和放大器一样采用阴极电阻和阴极电容的方法取得栅偏压时，将会发生什么情况？

6. 说明下图312Ⅳ型载波机800赫振荡器电路中各元件的作用。这是什么形式的振荡器，屏极电源采用什么供电方式？试确定变压器B_1各线圈的同名端。

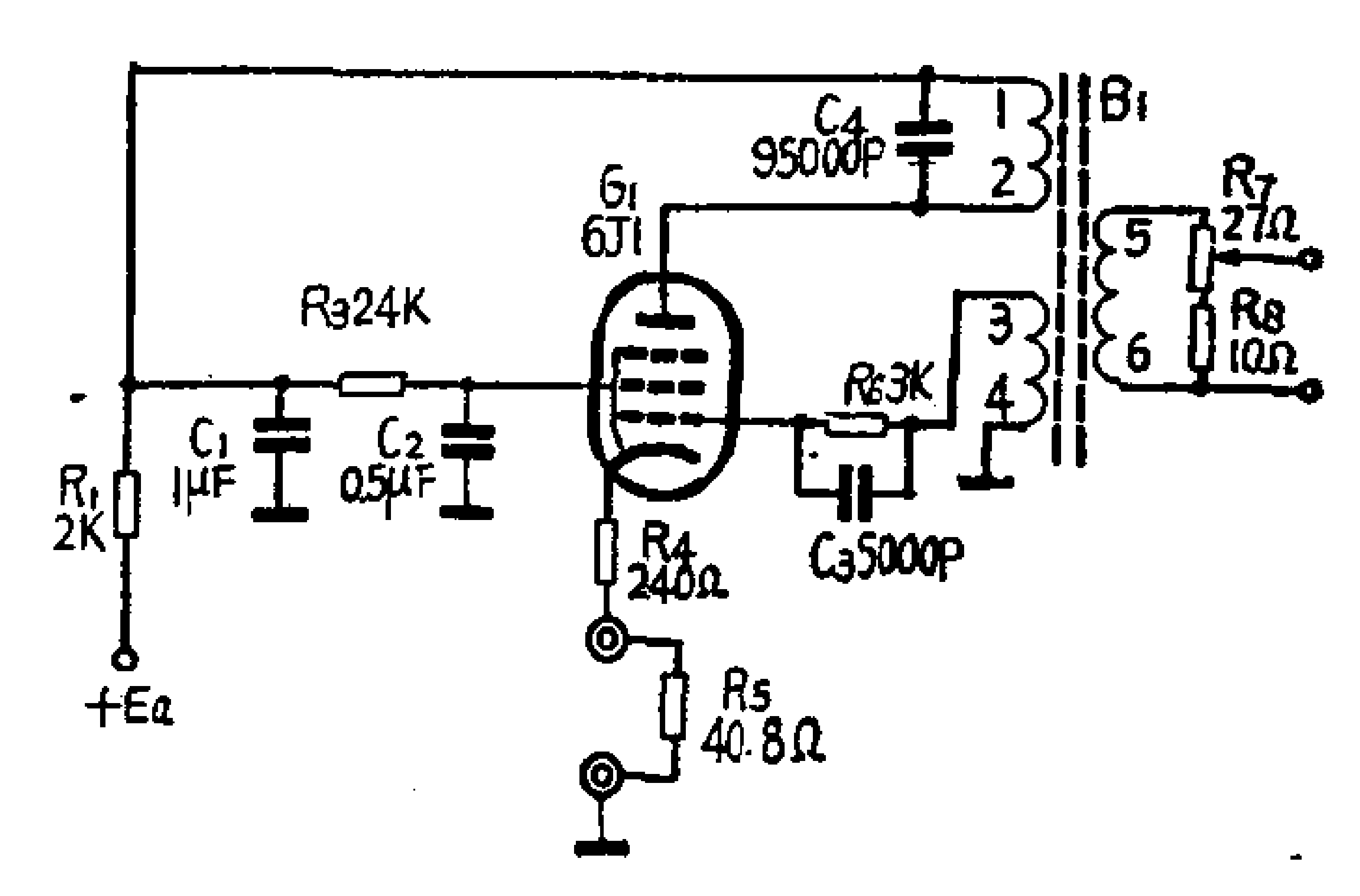


图 7—42 题6的电路

7. 下图的振荡电路称为调屏调栅振荡器，它利用电子管的极间电容C_{ag}来反馈以维持振荡。试说明在振荡时谐振回路L_1C_1与L_2C_2应呈电感性还是电容性？这种振荡器属于什么形式的振荡电路？

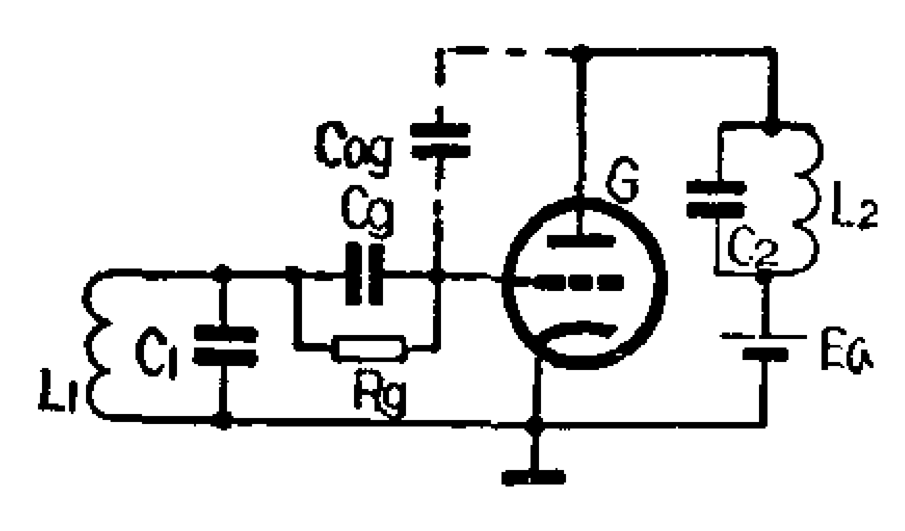


图 7—43 题7的电路

附录一　本书所用的主要符号说明

a	屏极
b	非线性衰耗
c	电容器；电容量
C_{ag}	屏极与栅极间的电容
C_{aK}	屏极与阴极间的电容
C_{gK}	栅极与阴极间的电容
C_{g2}	帘栅极与地间的旁路电容
C_K	阴极与地间的旁路电容
C_0	分布电容
C_{oh}	耦合电容
C_{sc}	输出电容
C_{sr}	输入电容
E	直流电动势
$\dot{E}$	交流电源的复数值
E_a	屏极电源
E_g	栅偏压
E_x	信号源电动势
f	频率；振荡频率
f_{sx}	上限频率
f_{xx}	下限频率
f_z	中频
G	电子管

g	栅极
g_1	第一栅极（控制栅极、栅极）
g_2	第二栅极（帘栅极）
g_3	第三栅极（抑制栅极）
I	直流电流；交流电流的有效值
$\dot{I}$	交流电流的复数值
I_a	屏流
I_{amax}	屏流最大值
I_{amin}	屏流最小值
I_{a0}	屏流直流分量
I_{g0}	栅流直流分量
I_{g20}	帘栅流直流分量
I_K	阴极电流
I_m	交流电流的峰值
I_{sc}	输出电流
I_{sr}	输入电流
i	变化电流的总瞬时值
i_a	屏流的瞬时值
$\tilde{i}_a$	屏流交流分量
i_g	栅流的瞬时值
K	阴极；放大倍数
$\dot{K}$	放大倍数复数值
K_d	低频区放大倍数
K_g	高频区放大倍数
K_z	中频区放大倍数
L	电感量
L_s	漏感

N　线圈的匝数；奈培
n　匝数比简称变比
P_a　屏极损耗功率
P_E　屏极回路直流输入功率
P_{sc}　输出功率
P_{sca}　屏极输出功率
R_a　屏极负载电阻
R_{fz}　负载电阻
R'_{fz}　负载电阻折合到输出变压器初级线圈的等效电阻
R_g　栅漏电阻
R_{g2}　帘栅降压电阻
R_i　电子管内阻
R_k　阴极电阻
R_{sc}　输出电阻
R_{sr}　输入电阻
R_n　信号源内阻
S　跨导
T　周期
t　时间
U　直流电压；交流电压的有效值
$\dot{U}$　交流电压的复数值
U_a　屏压
U_{amax}　屏压的最大值
U_{amin}　屏压的最小值
U_{a0}　屏压直流分量
U_f　灯丝电压
U_g　栅阴间的电压

U_{g2}　帘栅对地电压

U_m　交流电压的峰值

U_{sc}　输出电压

U_{sr}　输入电压

$\dot{U}_{sc}$　输出电压的复数值

$\dot{U}_{sr}$　输入电压的复数值

U_β　反馈电压

u　变化电压的总瞬时值

u_a　屏压的瞬时值

$\tilde{u}_a$　屏压交流分量

u_g　栅压的瞬时值

γ　非线性失真系数

η　效率

α　一般角度

θ　截止角

β　反馈系数

μ　放大系数

ϕ　相角

ω　角频率

附录二　电子管管脚排列和命名方法

一、电子管管脚的识别

常见的电子管有玻璃管和金属管等。其中玻璃管有体积较大的如扩音机上的FU-7和普通八脚管6P6P等；体积较小的如小七脚6J1、6K4等，小九脚如6N1、6P1等。

电子管的各电极的接线，大都是由各管脚引出，随着电子管电极数的增加，电子管的管脚数目也相应增加。常见的有四脚、五脚、六脚、七脚、八脚、九脚等多种型式。使用时为防止电子管接线接错，必须弄清其管脚的排列方法。

1．管脚直径粗细不同的排列方法

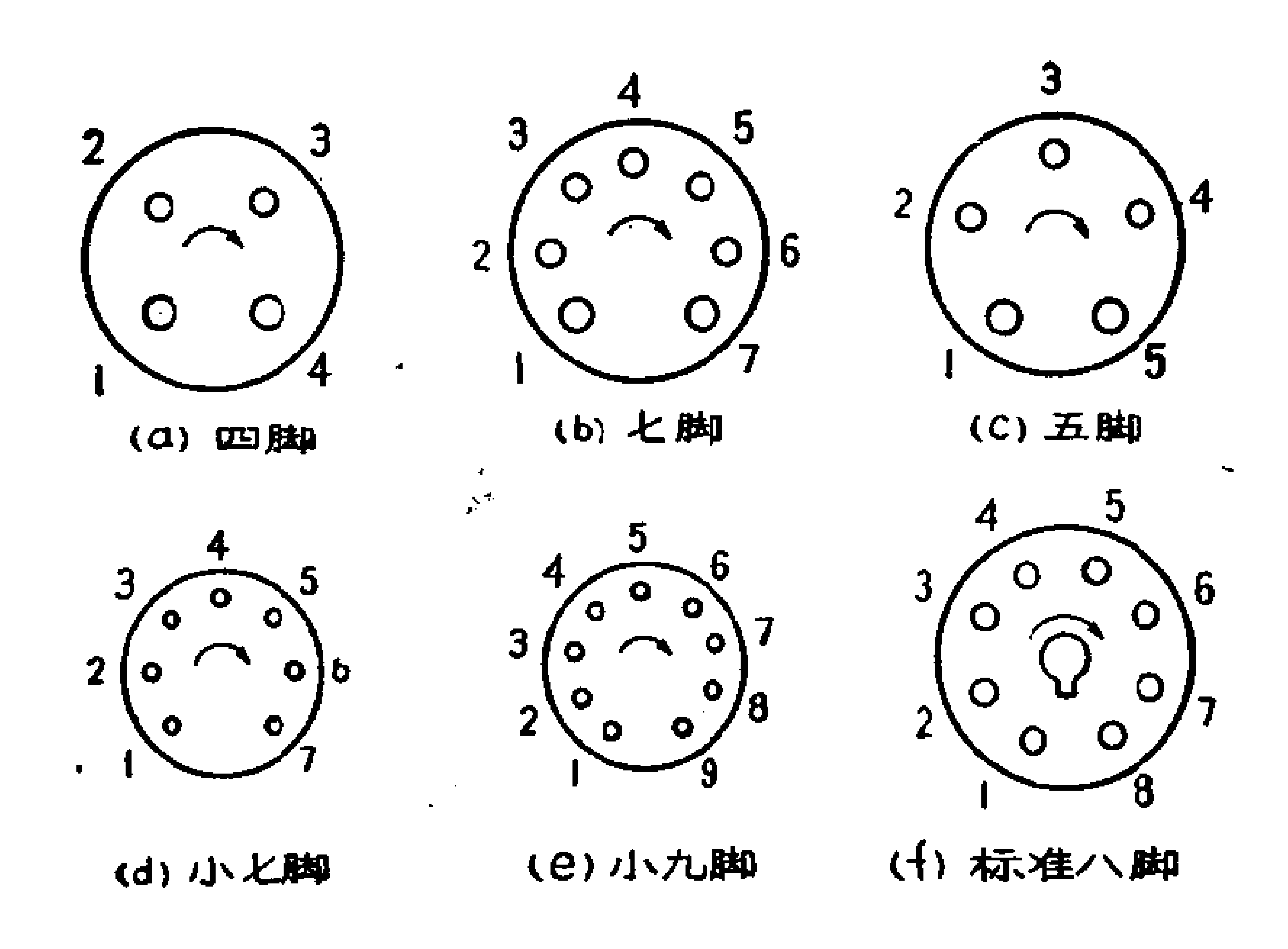
如附图1(a)、(b)所示，老式的玻璃管多采用这种排列方法，其中两只粗管脚专接灯丝，其他各极用较细的管脚。常见的有EG1—0.3/8.5（旧型号866）。

2．各管脚间的距离不等的排列方法

五脚管FU-7（旧型号807）和小七脚管有6K4、6J1，小九脚管有6P1、6N1、6N2等。参看附图1(c)、附图1(d)、附图1(e)。

3．管键的作用

为了正确地把管子插入管座，除了上述两种排列方法之外，还有一种管脚直径粗细一样，管脚的距离也相等。为了区别各电极和不致插错位置，在管脚的中心作个圆柱，而又在圆柱上专门做了一个叫做管键的突起部分，它与管座中间的圆孔的凹槽部分刚好相吻合，如附图1(f)所示。用这种方法排列的常用管子如6P3P、6N8P、5Z3P等。



附图 1 管脚排列

4. 管脚的编号规律要把识别管子的管脚朝上，使粗管脚或管键或管脚间距离不一样的部分对准自己，然后从粗管脚或管键或管脚间距离不一样的部分的左边第一个脚开始，顺时针方向数 1、2、3……，即为各电子管管脚的编号，如附图 1 所示。

二、电子管的命名方法

在国家颁布的“电真空器件、离子器件和半导体器件型号命名方法”中，规定用数字和汉语拼音字母组成型号的名字。其中电子管的型号由四个部分组成，各部分代表的意义如下表所示。

电子管类型	型号组成部分				举例
	第一部分	第二部分	第三部分	第四部分	
1.收信放大管和供给收信放大管电源的整流二极管：					
(1)二极管	表示加热电压的伏数，如有小数时，取其整数	D	表示类型序号的数字	表示结构形式的代号： 普通玻璃壳管—P 陶瓷管—K 橡实管—J 小型管—无代号 超小型管 直径>11毫米—G 直径11～8毫米-B 直径>4～<8毫米-A 直径≤4毫米—R 锁式管 —S 盘封管 —D	6D4J
(2)双二极管		H			6H2
(3)三极管		C			6C5D
(4)双三极管		N			6N3②
(5)四极管		S			6S6
(6)输出五极管和束射四极管		P			2P29S②
(7)遥截止五极管和束射四极管		K			6K4
(8)锐截止五极管和束射四极管		J			6J1S
(9)变频管		A			6A2
(10)二次发射五极管		V			6V1
(11)二极五极复合管和双二极五极复合管		G			6G2
(12)二极五极复合管和双二极五极复合管		B			6B8P
(13)三极五管复合管		F			6F1
(14)三极六极、三极七极、三极八极复合管		U			6U1
(15)调谐指示管		E			6E1
(16)供给收信放大管电源用小功率整流管		Z			5Z4P②
2.发射管： (1)长波和短波（极限频率到25兆赫）	FD	—			FD-71

电子管类型	型号组成部分				举例
	第一部分	第二部分	第三部分	第四部分	
（2）超短波（极限频率从25兆赫到60兆赫）	*FU*	—	表示类型序号的数字	用以表示强制冷却的符号： 水冷—*S* 风冷—*F*	*FU*-89*S*②
（3）厘米波（极限频率在600兆赫以上）	*FC*	—			—
（4）脉冲	*FM*	—			*FM*-30
3.调制管： （1）连续	*T*	—			*T*—1*S*
（2）脉冲	*TM*	—			*TM*-83
4.高压整流二极管： （1）整流	*E*	表示类型序号的数字	—	用分数形式表示，分子表示直流电流的安培数（脉冲管则以脉冲电流值表示）；分母是反向电压峰值的千伏数	$E1-{}^{0.1}/_{0.4}$
（2）脉冲	*EM*		—		
5.稳定管： （1）稳压	*WY*		表示结构形式的代号，意义同1.的第四部分	—	*WY*2
（2）稳流	*WL*				*WL*2*P*
（3）稳幅	*WF*				*WF*1*P*

注：1.收信放大管和供给收信放大管的整流二极管，稳压管和稳流管的基本型号后面，还可以附加符号来表示管子的补充特性代号，如：高可靠性和高机械强度的电子管—*Q*；长寿命电子管—*S*；脉冲电子管—*M*。

2.举几个型号的例子说明如下：6*N*3—$U_f=6.3$伏，双三极小型管；2*P*29*S*—$U_f=2.2$伏，锁式输出五极管；5*Z*4*P*—$U_f=5$伏，玻璃壳整流二极管；*FU*89*S*—水冷式发射管，工作频率25～100兆赫。

附录三　怎样正确使用电子管

电子管寿命的长短，不仅与电子管本身的质量有关，而且还和怎样使用有关。假如能够正确地使用，一般电子管可以工作上千个小时以上；但是如果使用不当，则可能立即损坏。这里所说的正确使用电子管，就是指要严格按照电子管手册上的规定来使用。

某些电子管手册对电子管的型号、参数、一般运用条件和极限运用条件、电极和引出线的连接情况以及特性曲线等都作了较详尽的说明。例如对束射管6*P*1的说明如下表所列。

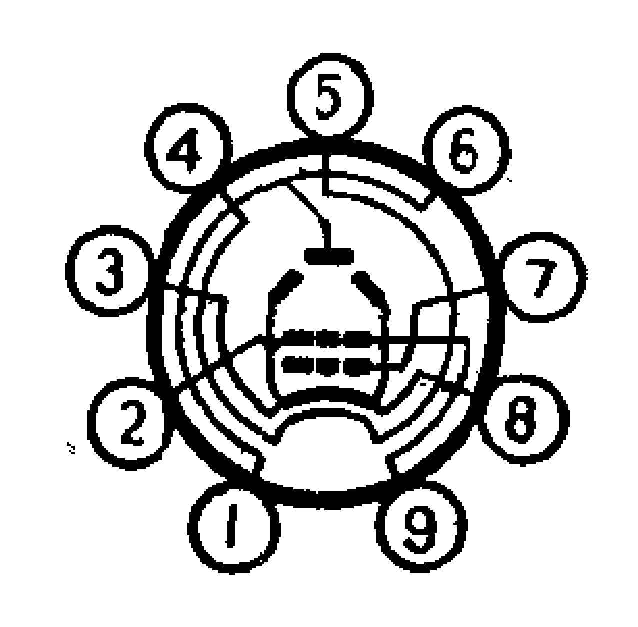
束射管 6*P*1 的特性

阴极式样……………………………………旁热式氧化物阴极

供热电流…………………………………………交流或直流

加热电压…………………………………………………6.3 伏

加热电流…………………………………………………0.5 安



附图 2　6 *P*1的管座接线图

1—屏极；2—帘栅极；3—阴极和束射极；4—热丝；5—热丝；6—屏极；7—控制栅极；8—阴极和束射极；9—帘栅极

〔主要用途〕音频功率放大

〔极间电容〕

输入电容……………………………………………8 微微法

输出电容……………………………………………5 微微法

跨路电容…………………………………………0.9 微微法

〔最高额定值〕

最高加热电压…………………………………………………… 6.9 伏
最低加热电压…………………………………………………… 5.7 伏
最高屏压………………………………………………………… 250 伏
最高帘栅压……………………………………………………… 250 伏
最大屏极损耗功率………………………………………………12瓦
最大帘栅极损耗功率…………………………………………… 2.5 瓦
控制栅电路最大电阻………………………………………… 0.5 兆欧
最大阴极电流……………………………………………………70毫安
阴极热丝间最大容许电压…………………………………… 100 伏

〔一般应用值和特性〕

屏压……………………………………………………………… 250 伏
帘栅压…………………………………………………………… 250 伏
控制栅压…………………………………………………………12.5伏
内阻……………………………………………………………42.5千欧
跨导…………………………………………………………4.9毫安/伏
屏流………………………………………………………………44毫安
帘栅流…………………………………………………………… 7 毫安
负载电阻………………………………………………………… 5 千欧
输出功率………………………………………………………… 3.8 瓦
总共谐波失真……………………………………………………≤%

在上列特性中，最高额定值是电子管运用时的极限数据。运用时超出最高额定值的数据，一般来说即使是非常短的时间也是不容许的，而且用到极限值的项目也不得多于一个，否则电子管将损坏或使寿命大大缩短。下面分别说明为什么使用电子管时不容许超过这些最高定额。

1．阴极的最高加热电压和最低加热电压

所有各种电子管，不论是直热式阴极还是旁热式阴极，都

有规定的加热电压，因为假定所用的加热电压太低，加热功率就不能达到规定值，阴极达不到正常的工作温度，结果阴极的电子发射量不够，不但实际工作的效能降低，并且在规定的其他各个电极的电压下，阴极也容易因发生局部过热而损坏，促使电子管寿命缩短。因为电子管工作时，屏流要通过氧化物涂层，使它发热。涂在阴极表面的氧化物层不可能做到很均匀，涂层较厚的地方电阻较大，发的热也比较多，如果阴极加热不足，氧化物涂层的电阻就要大大增加（因氧化物具有负的温度系数），涂层较厚的地方受屏流强烈加热，使它发射更多的电子，结果屏流更大，发热更厉害。这样反复作用的结果，发热地方的温度可能上升到氧化物的蒸发点，因而使氧化物层受到破坏，所以加热电压不能过低。反过来，如果加热电压太高，那末阴极的温度过高，阴极表面氧化物蒸发太快，结果也要缩短电子管的寿命。

在电子管实际运用时，往往可能因工作时间过长、电源电压不稳定等等原因，使加热电压或多或少地偏离规定值。因此在电子管手册中相应地规定了最高加热电压和最低加热电压。如果实际的加热电压在这两个数值的范围内，那末可以保证有一定的寿命。但最好是按照规定的加热电压运用，这样不但工作效果最好，而且电子管的寿命最长。

电子管热丝串联供电时，串联的数目不宜太多，因为各个电子管阴极的热丝电阻不可能完全相等，串联时有可能使一部分电子管的阴极过热，而另一部分电子管却加热不足，因此，串联使用时要尽量选用热丝电阻相同的管子。

2．热丝阴极间的最大容许电压

旁热式电子管的热丝和阴极是相互接触的，热丝上涂有很薄的氧化铝层作为绝缘。在许多实用电路中，热丝与阴极之间

有电位差。如果热丝与阴极间的电位差过高，就可能使氧化铝层击穿，结果使热丝与阴极直接接通，破坏电子管的正常工作，或者使热丝短路而烧毁。所以在电子管手册中，对热丝与阴极间的电位差规定了一个最大容许值。假如热丝与阴极间的电位差低于这个数值，就不致于破坏热丝和阴极间的绝缘。

3．最大屏极损耗功率

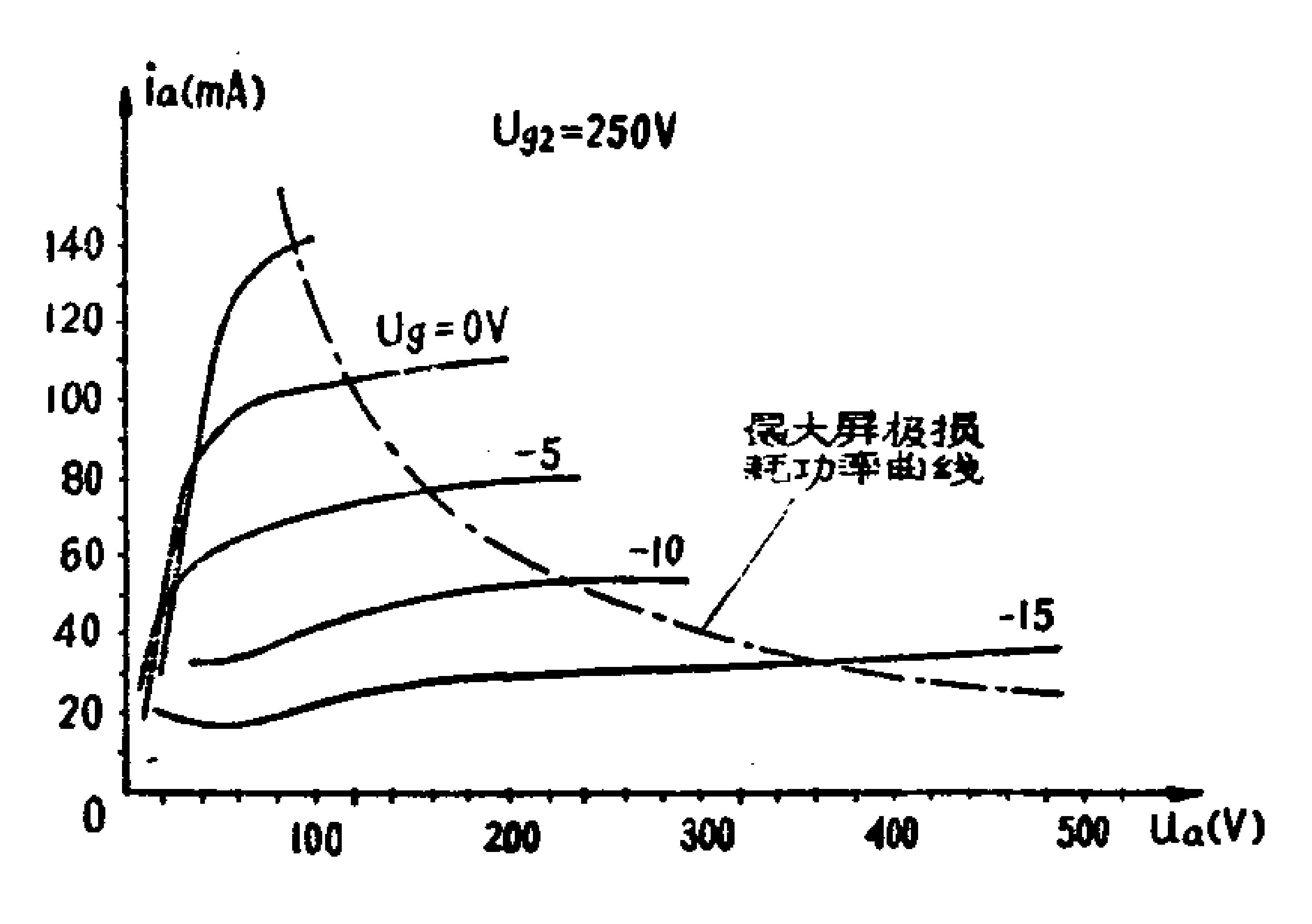
电子管在工作时，由阴极发射出来的电子受屏压的加速飞向屏极。当高速电子撞上屏极时，它的动能就传给了屏极，使屏极损耗一定的功率而发热。这种热能使电子管的温度升高，在实用上毫无好处。屏极上损耗的功率愈大，则屏极的温度也必然愈高。如果屏极的温度过高，它就会放出金属内部的气体，使电子管的真空度降低，破坏电子管的正常工作。为了使屏极的温度不致过高，电子管手册上规定了最大屏极损耗功率。只要屏极上损耗的功率不超过最大容许值，屏极的温度就不会高到不能容许的程度。

要使屏极损耗功率不超过最大容许值，可以利用屏极最大损耗功率曲线来判断。屏极最大损耗功率曲线是屏极特性上屏压和屏流乘积等于最大屏极损耗功率的各点所连成的曲线，如附图3所示。在最大屏极损耗功率曲线右边各点，屏极损耗功率超过最大容许值。因此，只要使工作点落在最大屏极损耗功率曲线的左边，就可保证屏极损耗功率不超过容许值。

由于屏极具有一定的热惯性，瞬时超过最大屏极损耗功率值并不致于使温度有很大的波动，因此还是可以容许的。但是在工作周期中，如果有相当一部分时间超过，则是绝对不容许的。

4．最大帘栅极损耗功率

它的意义和最大屏极损耗功率相同。由于电子管运用时帘



附图 3　6 P1的最大屏极损耗功率曲线

栅压是固定的，因此只要帘栅压和帘栅流的乘积小于最大帘栅极损耗功率就可以了。

5. 最高屏压和最高帘栅压

电子管工作时，屏极和帘栅极上的直流电压都有一个最大容许值，这个数值就是手册上的最高屏压和最高帘栅压。这些电压过高除了会引起电极损耗功率超过最大容许值而使电子管损坏以外，还因为电子管内各个电极是固定在云母片和芯柱等绝缘体上的，如果极间的电压过高，那末可能引起绝缘体击穿，至少会使电极间的漏电大到不能容许的程度。

6. 控制栅电路的最大电阻

在放大器的电路中，对控制栅极电路的电阻也往往规定了一个最大值。因为阴极发射出来的电子具有一定的初速度，即使电子管在负栅压下工作，总有少数初速大的电子打在控制栅极上；加上电子管内并非绝对真空，少量残余气体电离所产生的气体正离子也会飞向带负电压的控制栅极，所以控制栅极即使在负栅压下工作，控制栅极电路仍有微量电流流通。这个电流虽然很小，一般只有几个微安，但是如果控制栅极电路的电阻过

大，这些微小的控制栅流流过电阻就会引起相当大的压降，结果使栅偏压发生变动。这就可能发生两种情况，一是电子打到控制栅极上，使栅偏压负得更厉害，可能使管子截止，不能正常工作；一是正离子打到控制栅极上，使栅偏压增高(负得小)栅偏压增高会使屏流急剧增加，从而把电子管烧坏。因此在使用时，控制栅极电路的电阻不应超过手册上规定的数值。

7．最大阴极电流

电子管手册上规定的最大阴极电流是指容许通过阴极的直流电流。如果通过阴极的直流电流很大，则阴极温度就升得很高，氧化物阴极就很快损坏。为了使通过的电流不致明显地影响阴极温度，就规定了最大阴极电流值。

在电子管手册中，对每一种电子管都载有一般应用值。所谓一般应用值，是指电子管的某一种实际运用状态。虽然任何电子管都能够在低于最大容许值下工作，但如果运用电压太低，也不能得到良好的效果。因此手册上列出一些典型的运用情况，供使用者参考。手册上的一般应用值往往不止一种，但任何一种运用值，都不超过最高额定值。使用者除需要把电子管作特殊运用外，一般可按照一般应用值使用。

使用电子管也应注意散热问题。当周围环境温度升高时，管壳可能发生过热现象。管壳过热会使管壁放出吸收的气体，从而降低电子管的真空度。在许多情况下，往往还会促使芯柱的玻璃发生电解，使电子管过早损坏。一般玻璃壳最高温度不应超过150°C。

管壳的温度决定于电子管周围物体所形成的热量辐射、传导和对流散热的条件。一般应注意的是：

1． 在没有必要加屏蔽的地方不要加屏蔽；

2． 在使用屏蔽时，应保证管壳能靠空气对流的作用把热

量传出去。

3. 安排机器中各个元件的位置时，应考虑到电子管的冷却条件；

附录四 一些常用电子管特性

一、整流管

型号	屏极数目	阴极类型	加热电压（伏）	加热电流（伏）	最大峰值屏流（毫安）	最大屏极反峰电压（千伏）	最大直流输出电流（毫安）
5Z2P	2	直热式氧化物阴极	5	2	375	1.35	125
5Z3P	2	直热式氧化物阴极	5	3	750	1.55	250
6Z4	2	旁热式氧化物阴极	6.3	0.6	300	1.0	75
6Z5P	2	旁热式氧化物阴极	6.3	0.6	210	1.25	70
1Z11	1	直热式氧化物阴极	1.2	0.2	2	20	0.3
2Z2P	1	旁热式氧化物阴极	2.5	1.75	45	12.5	7.5

二、电压放大三极管

型号	加热电压（伏）	加热电流（安）	屏压（伏）	栅压（伏）	屏流（毫安）	跨导（毫安/伏）	放大系数	内阻（千欧）
6N2（双三极管）	6.3	0.34	250	-1.5	2.3	2.1	97.5	50
6N9P（双三极管）	6.3	0.3	250	-2	2.3	1.6	70	44
6G2P（双二极三极管）	6.3	0.3	250	-2	1.1	1.17	100	85

三、通用三极管

型号	加热电压（伏）	加热电流（安）	屏压（伏）	栅压（伏）	屏流（毫安）	跨导（毫安/伏）	放大系数	内阻（千欧）
6N1（双三极管）	6.3	0.6	250	-4.5	7.5	4.35	35	8
6N3（双三极管）	6.3	0.35	150	-2	8	4.8	35	7.2
6N8P（双三极管）	6.3	0.6	250	-8	9	2.6	20	7.7

四、高频电压放大五极管

型号	屏压（伏）	帘栅压（伏）	控制栅压（伏）	屏流（毫安）	帘栅流（毫安）	跨导（毫安/伏）	内阻（千欧）	跨路电容（微微法）
6J1	120	120	-2	7.35	≤3.2	5.2	300	≤0.02
6J4P	300	150	-2	10	2.5	9	1000	0.015
6J8P	250	100	-3	3	0.8	1.65	>1000	0.005
6J5	300	150	-2	10	2.5	9	350	0.03

五、低频功率放大五极管

型号	屏压（伏）	帘栅压（伏）	控制栅压（伏）	屏流（毫安）	帘栅流（毫安）	跨导（毫安/伏）	内阻（千欧）	跨路电容（微微法）
6P9P	300	300	-10.5	25	6.5	7.7	100	0.06
6P14	250	250	-6	48	<7	11.3	20	0.2

六、束射管

型号	屏压（伏）	帘栅压（伏）	控制栅压（伏）	屏流（毫安）	帘栅流（毫安）	跨导（毫安/伏）	内阻（千欧）
6P1	250	250	－12.5	44	＜7	4.9	42.5
6P3P	250	250	－14	72	5	6.0	22.5
6P6P	250	250	－12.5	45	4.5	4.1	52

七、稳压管

型号	着火电压（伏）	稳定电压（伏）	稳定电压变化（伏）	最大管内电流（毫安）	最小管内电流（毫安）	备注
WY1	＜180	143～155	＜4 *	40	5	*管内电流为5～30毫安 **管内电流为5～40毫安
WY2P	＜105	70～80 70～81	＜4.5* ＜5 **	40	5	